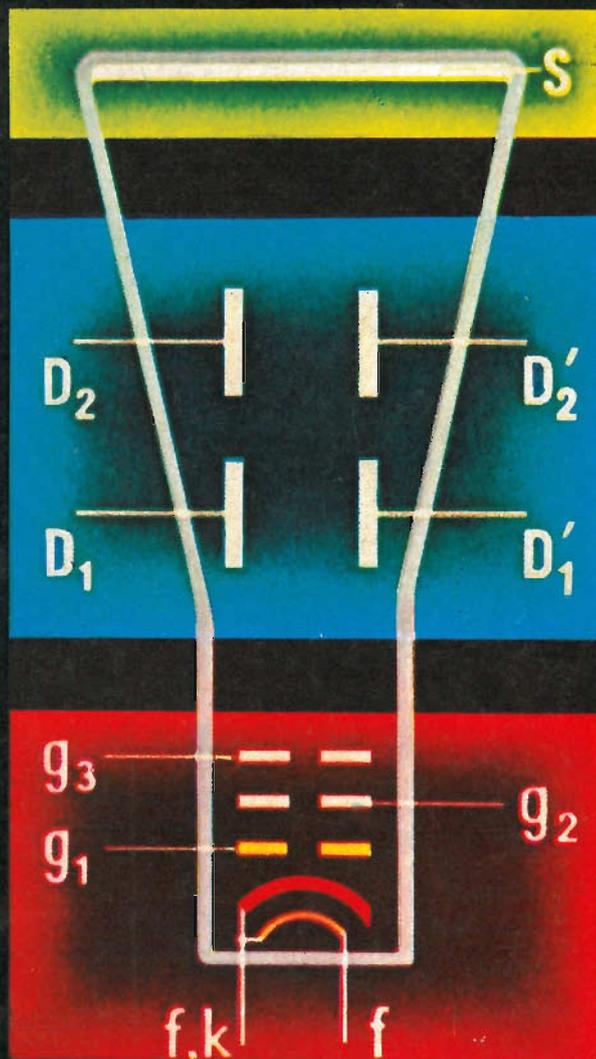
# SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

4

LE TRE SEZIONI PRINCIPALI DI UN TUBO A RAGGI CATODICI SONO STATE INDICATE CON TRE COLORI DIVERSI SOVRAPPOSTI SUL SIMBOLO CONVENZIONALE DI UN TUBO A RAGGI CATODICI: ABBIAMO INFATTI LA SEZIONE DEL CANNONE ELETTRONICO (IN ROSSO) CHE PRODUCE, ACCELERA E METTE A FUOCO IL RAGGIO DI ELETTRONI; SEGUE LA SEZIONE CHE PROVVEDE A DEFLETTERE QUESTO RAGGIO MEDIANTE LE PLACCHETTE DI DEFLESSIONE (IN BLU), E INFINE ABBIAMO LO SCHERMO LUMINESCENTE COLPITO DAL RAGGIO DI ELETTRONI (IN VERDE). IL SISTEMA ANODICO DEL CANNONE ELETTRONICO È FORMATO DA TRE ELETTRODI CAVI O ACCELERATORI, CHIAMATI ANCHE « GRIGLIE ». DI QUESTE GRIGLIE, LA GRIGLIA $G_1$ REGOLA L'INTENSITÀ DEL RAGGIO DI ELETTRONI MENTRE LE GRIGLIE $G_2$ E $G_3$ PROVVEDONO RISPETTIVAMENTE A METTERE A FUOCO E AD ACCELERARE IL RAGGIO DI ELETTRONI.

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| ARGENTINA | Pesos 135 | FRANCIA | Fr. Fr. 4.70 | PARAGUAY | Guar. 120 |
| AUSTRALIA | Sh. 12.10 | GERMANIA | D. M. 3.85 | PERU | Sol. 42.85 |
| AUSTRIA | Sc. 24.90 | GIAPPONE | Yen 346.80 | PORTOGALLO | Esc. 27.60 |
| BELGIO | Fr. Bg. 48 | INGHILTERRA | Sh. 6.10 | SPAGNA | Pts. 57.70 |
| BRASILE | Crs. 1.200 | ISRAELE | L. I. 3.30 | SUD AFRICA | R. 0.60 |
| CANADA | $ Can. 1.20 | JUGOSLAVIA | Din. 725 | SVIZZERA | Fr. S. 4.15 |
| CILE | Esc. 1.35 | LIBIA | L. Lib. 0/345 | TURCHIA | L. T. 8.70 |
| DANIMARCA | Kr. D. 6.65 | MALTA | Sh. 6.10 | URUGUAY | Pesos 10.45 |
| EGITTO | Leg. 0/420 | NORVEGIA | Kr. N. 6.90 | U.S.A. | $ 1.60 |
| ETIOPIA | $ Et. 2.35 | OLANDA | Fol. 3.50 | VENEZUELA | Bs. 6.60 |

N. 4 - APRILE 1966

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 350

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

# FIVRE

Quarzi piezoelettrici per tutte le applicazioni

Poliodi di ogni tipo e potenza per applicazioni trasmittenti ed industriali

Ignitrons e thyratrons per applicazioni industriali

Tubi ad onde progressive e klystrons

Tubi a raggi catodici per televisione

Valvole sub-miniatura e altri tubi speciali

Valvole termojoniche riceventi per radio e televisione

Condensatori ad alto vuoto

**PAVIA**
**VIA FABIO FILZI, 1**
**TEL. 31144/5**
**23636/7/8**
**26791**

---

MILANO ICE ITALIA

# Supertester 680 C

**UNA GRANDE EVOLUZIONE DELLA I. C. E. NEL CAMPO DEI TESTER ANALIZZATORI!!**

**BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt**

La I.C.E. sempre all'avanguardia nella costruzione degli Analizzatori più completi e più perfetti, e da molti concorrenti sempre puerilmente imitata, è ora orgogliosa di presentare ai tecnici di tutto il mondo il nuovissimo **SUPERTESTER BREVETTATO MOD. 680 C** dalle innumerevoli prestazioni e **CON SPECIALI DISPOSITIVI E SPECIALI PROTEZIONI STATICHE CONTRO I SOVRACCARICHI** allo strumento ed al raddrizzatore!

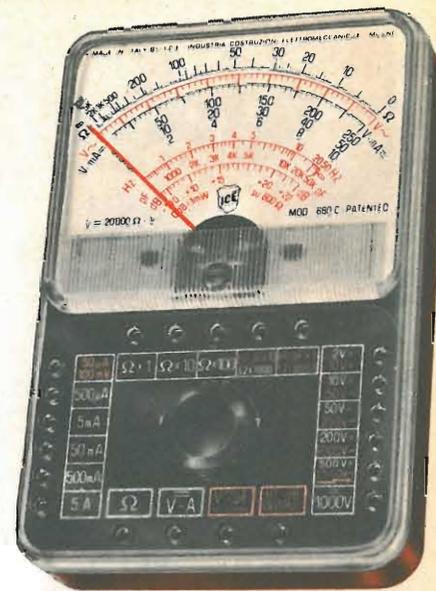
**IL SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C** con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt è:
**IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !!**
**IL TESTER MENO INGOMBRANTE** (mm. 126x85x28) **CON LA PIU' AMPIA SCALA!** (mm. 85x65) Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto che con la sua perfetta trasparenza consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura ed elimina completamente le ombre sul quadrante; eliminazione totale quindi anche del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa fragile cornice in bachelite opaca. **IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!** Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta! Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI** e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra. **IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI:**

## 10 CAMPI DI MISURA E 45 PORTATE!!!

| | | |
|---|---|---|
| **VOLTS C. C.:** | **7 portate:** | con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: **100 mV. - 2 V.** - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V. C.C. |
| **VOLTS C. A.:** | **6 portate:** | con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 Volts C.A. |
| **AMP. C.C.:** | **6 portate:** | **50 μA** - 500 μA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e **5 A.** C.C. |
| **AMP. C.A.:** | **1 portata:** | 200 μA. C.A. (con caduta di tensione di soli 100 mV) |
| **OHMS:** | **6 portate:** | 4 portate: Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts<br>1 portata: Ohms per 10.000 a mezzo alimentazione rete luce (per letture fino a 100 Megaohms)<br>1 portata: Ohms diviso 10 - Per misure in decimi di Ohm - Alimentaz. a mezzo stessa pila interna da 3 Volts. |
| **Rivelatore di REATTANZA:** | **1 portata:** | da 0 a 10 Megaohms |
| **CAPACITA':** | **4 portate:** | (2 da 0 a 50.00 e da 0 a 500.000 pF. a mezzo alimentazione rete luce - 2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts). |
| **FREQUENZA:** | **3 portate:** | 0 ÷ 50; 0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz. |
| **V. USCITA:** | **6 portate:** | 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V. |
| **DECIBELS:** | **5 portate:** | da — 10 dB a + 62 dB. |

Inoltre vi è la possibilità di estendere le portate suaccennate anche per misure di 25.000 Volts C.C. per mezzo di puntale per alta tensione mod. 18 I.C.E. del costo di L. 2.980 e per **misure Amperometriche in corrente alternata** con portate di 250 mA; 1 Amp.; 5 Amp.; 25 Amp.; 100 Amp.; con l'ausilio del nostro trasformatore di corrente mod. 616 del costo di L. 3.980. Il nuovo **SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C** Vi sarà compagno nel lavoro per tutta la Vostra vita. **Ogni strumento I.C.E. è garantito.**

**PREZZO SPECIALE** propagandistico per radiotecnici, elettrotecnici e rivenditori **L. 10.500 !!!** franco nostro stabilimento completo di puntali pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine od alla consegna **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Per i tecnici con minori esigenze la I.C.E. può fornire anche un altro tipo di Analizzatore e precisamente il **mod. 60 con sensibilità di 5000 Ohms per Volt** identico nel formato e nelle doti meccaniche al mod. 680 C ma con minori prestazioni e minori portate (25) **al prezzo di sole L. 6.900** - franco stabilimento - astuccio compreso. Listini dettagliati a richiesta: **I.C.E. VIA RUTILIA 19/18 MILANO TELEF. 531.554/5/6.**

---

# Amperometri a tenaglia I. C. E. mod. 690 - Ampertest

**Per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare.**

**Ruotando il commutatore delle diverse portate, automaticamente appare sul quadrante la sola scala della portata scelta.** Si ha quindi maggior rapidità nelle letture ed eliminazione di errori. **Indice bloccabile onde poter effettuare la lettura con comodità anche dopo aver tolto lo strumento dal circuito in esame!**
Possibilità di effettuare misure amperometriche in C.A. su conduttori nudi o isolati fino al diametro di mm. 36 o su barre fino a mm. 41x12 (vedi fig. 1-2-3-4). Dimensioni ridottissime e perciò perfettamente tascabile: lunghezza cm. 18,5; larghezza cm. 6,5; spessore cm. 3; minimo peso (400 grammi). Custodia e vetro antiurto e anticorrosibile. Perfetto isolamento fino a 1000 V. Strumento montato su speciali sospensioni molleggiate e pertanto può sopportare anche cadute ed urti molto forti. Precisione su tutte le portate superiore al 3% del fondo scala.
Apposito riduttore (modello 29) per basse intensità (300 mA. F.S.) per il rilievo del consumo sia di lampadine come di piccoli apparecchi elettrodomestici (Radio, Televisori, Frigoriferi, ecc.) (vedi fig. 5 e 6).

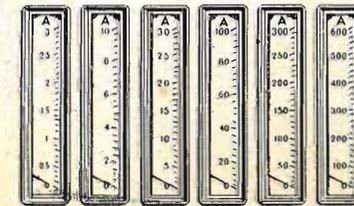
**8 portate differenti in Corrente Alternata 50 ÷ 60 Hz. (6 Amperometriche + 2 Voltmetriche).**

**3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 600 Amp. 250 - 500 Volts**

**0-300 Milliampères con l'ausilio del riduttore modello 29-I.C.E. (ved. fig. 5 e 6)**

**1 sola scala visibile per ogni portata**

**Il Modello 690 B ha l'ultima portata con 600 Volts anzichè 500.**

**PREZZO: L. 40.000.** Sconto solito ai rivenditori, alle industrie ed agli elettrotecnici. Astuccio pronto, in vinilpelle L. 500 (vedi fig. 8). Per pagamenti all'ordine od alla consegna **omaggio del riduttore modello 29.**

**Veramente manovrabile con una sola mano!!!**

La ruota dentellata che commuta automaticamente e contemporaneamente la portata e la relativa scala è posta all'altezza del pollice per una facilissima manovra.

**I. C. E.** INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE
MILANO - VIA RUTILIA, 19/18 - TELEFONI: 531.554/5/6

Direttore Responsabile:
ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità:
Viale Matteotti, 66
Cinisello Balsamo - Milano - Tel. 92.89.391
Amministrazione:
Piazza del Liberty, 4 - Milano

Selezione di Tecnica Radio TV
numero 4 aprile 1966
rivista mensile edita per la divulgazione
dell'elettronica,
della radio e della televisione.

Autorizzazione alla pubblicazione:
Tribunale di Milano
numero 4261 dell'1-3-1957

Stampa:
S.Ti.E.M.
S. Donato Milanese

Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP
Via Zuretti, 25 - Milano
Telefono 68.84.251

Spedizione in abbonamento Postale
Gruppo III

Prezzo della rivista L. 350
numero arretrato L. 700
Abbonamento annuo L. 3.500
per l'Estero L. 7.000.

I versamenti vanno indirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio TV
Viale Matteotti, 66
Cinisello Balsamo - Milano
essi possono essere effettuati
mediante emissione di assegno bancario,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c Postale numero 3/40678.
Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 200, anche in francobolli.




N. 4 Aprile 1966

# SOMMARIO

# TRASMISSIONE DI IMMAGINI IN COLORE

## PRINCIPI FONDAMENTALI

**Il presente articolo vuole essere un riassunto dei principi che stanno alla base del sistema di trasmissione di un'immagine a colori. Successivamente tratteremo in maniera analoga il sistema di ricezione del colore. Si tratta ovviamente del sistema NTSC; ma dato che molto probabilmente in Europa verrà adottato il sistema PAL (che, com'è noto, è una variante del sistema NTSC), questo riassunto sarà la base logica di tutto quanto sarà detto su questa rivista sulla televisione a colori.**

Per avere un'immagine in bianco e nero è sufficiente trasmettere **la luminosità** di ciascun punto dell'immagine. Per avere un'immagine a colori è necessario trasmettere di ogni punto non solo la luminosità ma anche **il colore** e **la sua saturazione**, dato che una impressione di colore è caratterizzata dalla luminosità, dal colore e dalla saturazione (1).

### Le condizioni poste dalla compatibilità

Per esigenze economiche e di strettezza di banda non è sufficiente trasmettere questi tre parametri, ma si richiede che un attuale sistema di trasmissione del colore soddisfi anche alle esigenze della compatibilità. Queste esigenze sono:

1) Un normale TV in bianco e nero deve poter **riprodurre** sul suo schermo, **in bianco e nero** un'immagine trasmessa con colore.

2) Un TV a colori deve poter riprodurre in bianco e nero sul suo schermo a colori, un'immagine in bianco e nero trasmessa dai normali trasmettitori in bianco e nero.

Dalla prima condizione consegue che al-

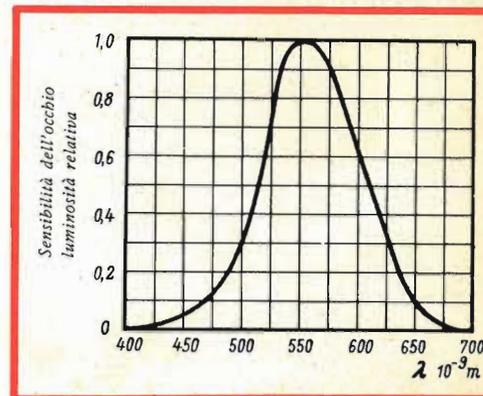
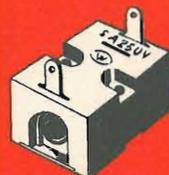



Fig. 1 - La curva di sensibilità dell'occhio umano indica quale eccitazione producono nell'occhio umano i colori dello spettro quando questi vengono irradiati tutti con la stessa intensità.

(1) Per il significato fisico di questi parametri vedi Selezione pag. 323 - N. 3 - 1965.

l'atto della ripresa di un'immagine a colori, le tre telecamere (rispettivamente con filtro blu, rosso e verde) devono poter fornire oltre che i tre segnali dei tre colori, anche un segnale di luminosità, e cioè il segnale per la riproduzione di un'immagine in bianco e nero. Come si fa a ricavare da tre segnali di colore un segnale in bianco e nero? Questo processo si basa su questi fatti:

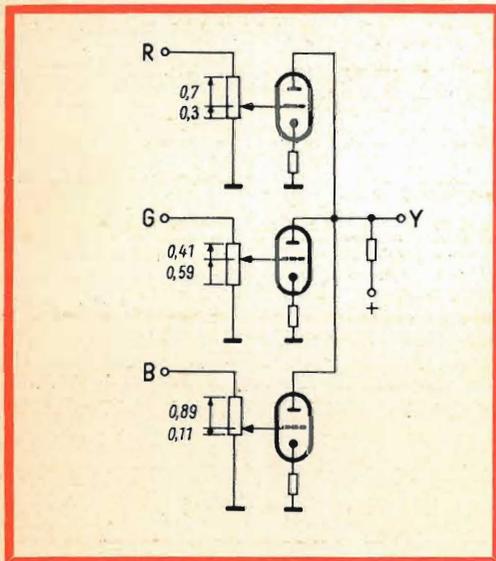



Fig. 2 - Sistema per la produzione del segnale di luminanza partendo dalle tensioni rispettivamente del rosso, del verde e del blu ottenute dalla telecamera a colori.

a) **La curva di sensibilità dell' occhio umano**

Se l'occhio umano guarda alcune lampadine con vetro colorato dei colori dello spettro della luce (dal rosso... al violetto), e se queste lampadine hanno **tutte** lo stesso numero di watt (stessa energia irradiata), esso non le vedrà tutte ugualmente luminose, ma ne vedrà alcune più luminose delle altre a seconda dei colori, anche se (come ripetiamo) tutte abbiano gli stessi watt. Questo particolare comportamento dell'occhio umano viene indicato mediante una **curva di risposta** nella quale in ascisse sono riportati i vari colori dello spettro (in λ), e in ordinate l'impressione di luminosità che l'occhio riceve quando questi colori vengono irradiati tutti con la stessa energia.

b) Quando abbiamo studiato la colorimetria (2), abbiamo visto che con tre sorgenti di luci colorate, variandone l'intensità si possono ottenere **tutti** i colori dello spettro, e viceversa una luce di qualsiasi colore può essere scomposta nelle tre luci colorate fondamentali.

Per la televisione a colori si sono scelti queste tre luci colorate fondamentali:

| **Colore** | rosso | verde | blu |
|---|---|---|---|
| **Lunghezza d'onda** | 615 | 532 | 470 mμ ($10^{-9}$m) |

Ecco perchè una scena a colori viene esplorata da solo tre tubi da ripresa aventi ciascuno davanti all'obbiettivo un filtro di colore corrispondente alle lunghezze d'onda sopracitate. In questo modo, l'uscita dell'orthicon rosso, sarà una tensione che darà **solo** l'informazione sulla componente di colore rosso della scena; l'orthicon verde darà una tensione che si riferirà **solo** al contenuto di luce verde della scena e infine l'orthicon blu, darà una tensione corrispondente al **solo** colore blu contenuto nella scena da trasmettere. **Questi tre segnali sono indipendenti.**

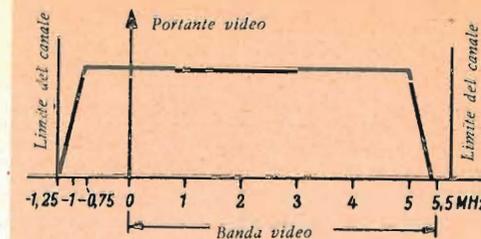
c) **Regolazione del livello della tensione d'uscita dei tre tubi da ripresa.**

Questi tre segnali indipendenti vengono regolati all'uscita dei tre tubi da ripresa in questo modo: si puntano tutti e tre su **una immagine bianca** e poi si regolano le tensioni d'uscita in modo che **tutte abbiano la stessa ampiezza**. Queste tensioni si indicano con $V_R$, $V_V$, $V_B$ o semplicemente R, V, B, e questo valore corrisponde al massimo che esse possono raggiungere. **È evidente però che questi tre valori dovranno essere corretti all'atto della ricezione in base alla sensibilità dell'occhio umano per questi tre colori** indicata dalla curva di sensibilità.

(2) Vedi Selezione N. 12 - 1964 e N. 1 e 3 - 1965.





Fig. 3 - Caratteristica di ampiezza di un trasmettitore per una larghezza di banda del canale di 7 MHz; la distanza tra le due portanti rispettivamente dell'immagine e del suono è di 5,5 MHz.

d) **Formazione del segnale di luminosità.**

Il segnale di luminosità chiamato anche segnale di luminanza non si ottiene sommando semplicemente i tre segnali di colore R, V, B. Come ci indica la fig. 1, bisognerà invece tener presente il fatto che, l'occhio umano ha una diversa sensibilità per luci colorate irradiate con **uguale energia**. I tre segnali potranno essere mescolati, ma prima dovranno essere moltiplicati per differenti **fattori**.

| **Segnale di colore** | R | V | B |
|---|---|---|---|
| **Fattore** | 0,30 | 0,59 | 0,11 |

Il segnale di luminosità (Y al posto di $V_Y$) sarà:

$$Y = 0,30 \cdot R + 0,59 \cdot V + 0,11 \cdot B \qquad 1)$$

L'attenuazione dei tre segnali e la successiva mescolazione si possono effettuare in una **matrice** il cui schema di principio è indicato in fig. 2.

**Intercalamento dei segnali**

Questo segnale di luminosità (Y) per soddisfare alla compatibilità, è necessario che venga trasmesso come viene trasmesso attualmente il segnale video in bianco e nero (fig. 3). Ma insieme a questo segnale di **luminosità** dovranno essere trasmesse nella stessa banda anche le altre due caratteristiche di un punto colorato, e cioè, **il colore** e la **sua saturazione**. Questo problema è stato risolto dalla teoria di Mertz e Gray la quale dice: il segnale di luminosità (Y) non occupa in maniera continua tutte le frequenze della banda video; esso invece risulta distribuito in questa banda in **gruppi di energia** distanti tra di loro di un intervallo « vuoto di segnale » corrispondente alla frequenza di riga (15625 Hz). La fig. 4 indica appunto la maniera in cui il segnale di luminosità con le sue armoniche occupa la banda video. Esso risulta formato da frequenze armoni-

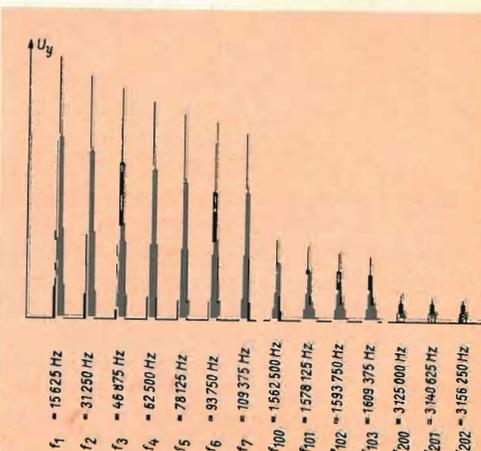



Fig. 4 - Posizione delle frequenze delle bande laterali di un segnale in bianco e nero nella banda video (sono indicate solo tre tipi di frequenze).

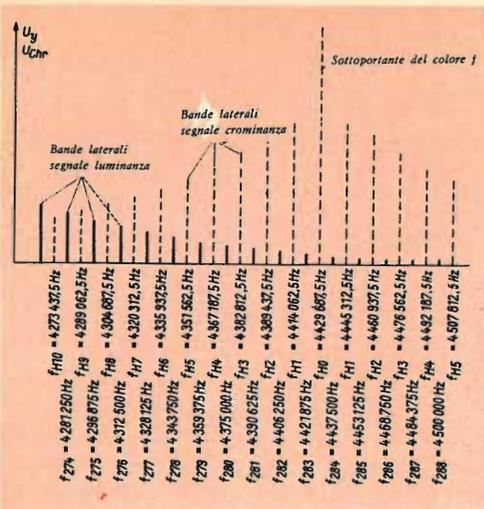



Fig. 5 - Intramezzamento del segnale del colore nella banda del segnale del bianco e del nero. È indicato solo il tratto di frequenza in vicinanza della sottoportante del colore.

che della frequenza di riga; intorno a ciascuna di queste armoniche, la cui energia va sempre più decrescendo, si formano altre frequenze che a guisa di bande laterali si succedono alla distanza di 25 Hz, 50 Hz, 75 Hz ecc. (armoniche delle frequenze di quadro). Per esempio:

$$1 \times 15625 \text{ Hz} = 15625 \text{ Hz}$$

con bande laterali di frequenza di 25 Hz, 50 Hz, 75 Hz, 100 Hz e così via;

$$2 \times 15625 \text{ Hz} = 31250 \text{ Hz}$$

con bande laterali di frequenza 25 Hz, 50 Hz, 75 Hz, 100 Hz ecc.

Come si vede nella banda video si formano tanti « buchi », non occupati da nessuna frequenza del segnale di luminosità (per es. da 15625 a 31250 Hz). In questi « buchi » viene appunto inserito il segnale che porta l'informazione riguardante le altre due caratteristiche di un punto colorato, e cioè, **il colore** e la **sua saturazione**; questo segnale è il **segnale di crominanza**. Allora avremo il segnale di crominanza « incastrato » nei buchi della banda del segnale di luminanza; tutti e due nella stessa banda video. Come può avvenire ciò? Si fa in modo che questo segnale di crominanza moduli una **sottoportante** la cui frequenza viene scelta in modo che cada tra due armoniche del segnale di luminanza. Per lo standard europeo il valore di questa frequenza è:

$$f_{H0} = 4.429.687{,}5 \text{ Hz}$$
$$= 567 \times \text{metà frequenza di riga}$$
$$f_{H0} = 567 \times 7812{,}5 \text{ Hz}$$

La sottoportante viene quindi a trovarsi tra la 283.ma e la 284.ma armonica della frequenza di riga (fig. 5). Negli USA la frequenza della sottoportante è 3,58 MHz.

La sottoportante si trova quindi nella parte superiore della banda video. Nella fig. 5 è ben visibile « l'incastramento » dei due segnali, e cioè del:

segn. di luminosità = segn. di luminanza
e del
segn. del colore = segn. di crominanza

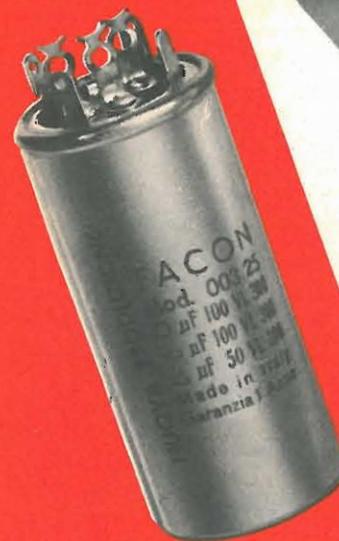
È da vedere ora se un tale segnale di luminanza (Y) nei cui spazi vuoti viene inserito il segnale di crominanza, è ancora in grado di fornire un segnale in bianco e nero esente da disturbi, e cioè dal disturbo costituito dalla sottoportante del colore.

Si prenda un'immagine fissa (per esempio, quella del monoscopio); si consideri il valore del segnale Y in un dato istante $t_0$; è evidente che dopo un tempo uguale a $t_0 + 1/25$ sec (*), il segnale Y avrà lo stesso valore. Ciò significa che le frequenze contenute nel segnale Y sono divisibili esattamente per 25 e che la fase delle frequenze nell'istante $t_0 + 1/25$ sec è identica alla fase delle frequenze nell'istante $t_0$. Nella fig. 6a ciò è indicato per il segnale Y con frequenza di 31250. In un quadro completo si hanno 1250 oscillazioni, per cui il quadro successivo inizierà con la stessa fase del primo

(31250 Hz : 25 quadri sec =
= 1250 oscillazioni/sec).

Viceversa le frequenze del segnale di crominanza non sono divisibili per 25. Esempio: 4.398.437,5 : 25 = 175.937,5.

Nell'intervallo di 1/25 sec si hanno quindi 175.937 oscillazioni complete più una metà. Di conseguenza, questa oscillazione inizierà nel secondo quadro con una fase che sarà opposta a quella con cui era iniziato il primo quadro.

(*) Cioè dopo un quadro di scansione completo.

Pertanto, come indica la fig. 6b, le oscillazioni di queste frequenze nel quadro 2 avranno fase opposta alle analoghe oscillazioni del quadro 1. Siccome l'occhio è troppo inerte per poter percepire fenomeni che si svolgono alla distanza di 1/25 di secondo, succede che questi valori di luminosità prodotti dal segnale di crominanza si neutralizzano da un quadro all'altro. Non c'è quindi alcun pericolo che il segnale di luminanza (Y) venga disturbato dal segnale di crominanza « inserito » nei suoi spazi vuoti.

Si tenga presente inoltre che la sottoportante non viene trasmessa; e questo non solo per risparmiare energia ma per assecondare meglio le esigenze della compatibilità.

### Doppia modulazione della sottoportante

Il segnale di crominanza contiene due informazioni, il colore vero e proprio e la sua saturazione. Si dovrà trovare un sistema di modulazione della sottoportante che consenta di applicare alla sottoportante stessa queste due componenti del segnale del colore senza però che queste si interferiscano a vicenda, e in modo tale che si possano riottenere (demodulare) separate al ricevitore.

Questo interessante problema è stato risolto con la cosiddetta « modulazione in quadratura ». Un oscillatore a quarzo produce un segnale con frequenza di 4.429.687,5 Hz. Una parte di questo segnale viene sfasata di 90°. Avremo quindi **due** sottoportanti, di uguale frequenza, ma sfasate di 90°.

Ciascuna sottoportante viene modulata **in ampiezza** da un segnale contenente l'informazione del colore; la sottoportante però non viene trasmessa ma soppressa in trasmissione mentre vengono trasmesse solo le **bande laterali** cui dà luogo questa modulazione.

Ecco quindi in fig. 7 queste due sottoportanti indicate mediante vettori che

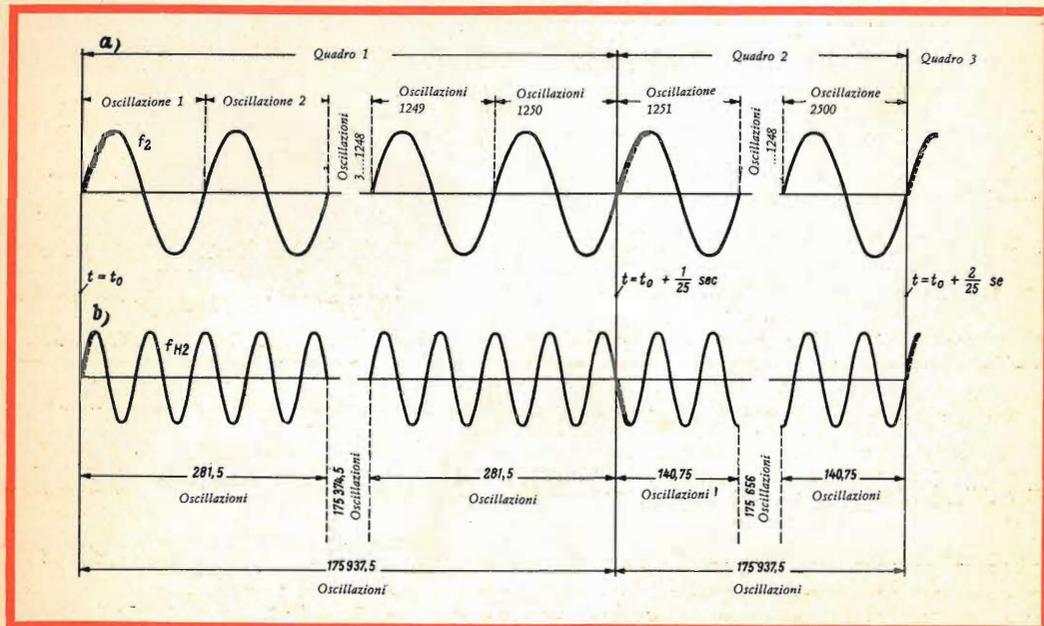



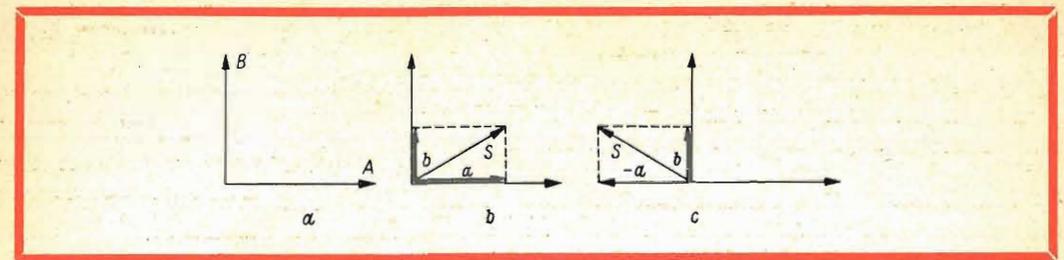
Fig. 6a - Relazione di fase di una frequenza della banda laterale ($f_2$) del segnale di luminanza in successivi quadri, supponendo che l'immagine rimanga fissa. I tratti di segnale più marcati stanno ad indicare che nei successivi quadri l'oscillazione in questione incomincia sempre con la stessa fase. Fig. 6b - Relazione di fase di una frequenza della banda laterale del segnale del colore in successivi quadri, supponendo che l'immagine rimanga fissa. I tratti di segnale più marcati stanno ad indicare che nei successivi quadri l'oscillazione in questione **non comincia** sempre con la stessa fase.



Fig. 7 - Modulazione in quadratura con portante soppressa.

a) Posizione reciproca tra le due sopportanti.

b) Formazione del segnale-somma quando entrambe le due sopportanti ricevono un segnale di modulazione positivo.

c) Segnale-somma quando la sopportante B riceve un segnale di modulazione positivo e la sottoportante A, un segnale di modulazione negativo.

Posizione della tensione-somma in ciascuno dei quattro quadranti in funzione della fase assunta dai due segnali di modulazione.

**TABELLA 1 - Tensione di modulazione**

| a | b | la tensione-somma si troverà nel quadrante |
|---|---|---|
| positiva | positiva | I° |
| positiva | negativa | II° |
| negativa | negativa | III° |
| negativa | positiva | IV° |

ruotano con velocità angolare corrispondente alla frequenza della sottoportante ($\omega = 2 \pi f$). Queste due tensioni alternate sfasate di 90° vengono sommate (fig. 7a). Il risultato di questa somma è una tensione oscillante che risulta **modulata in fase e in ampiezza.** La tabella I indica le quattro posizioni possibili che può assumere la tensione-somma di queste due sottoportanti. In base alla fase delle due tensioni modulanti **a** e **b**, questa tensione somma può assumere infatti qualsiasi **posizione angolare** (fase) compresa tra 0° e 360°. **L'ampiezza** di questa tensione somma si ottiene sommando vettorialmente le tensioni modulate delle due sottoportanti.

Le tensioni che modulano le due sottoportanti non sono altro che i due **segnali-differenza** del colore, e cioè R-Y e B-Y. Ecco come questi segnali vengono ottenuti.

Per prima cosa si invia il segnale di luminanza (Y) in un amplificatore che lo sfasa di 180°; in questo modo si ottiene il segnale Y sfasato di 180°, e cioè il segnale —Y; questo viene **aggiunto** rispettivamente ai segnali R e B, presenti all'uscita del tubo da ripresa rispettivamente per il colore rosso e per il colore blu, e così si ottengono i segnali R+(—Y) = R-Y, e B+(—Y) = B-Y.

La fase e l'ampiezza della somma dei due precedenti vettori hanno il seguente significato.

La **fase** ci dà un'indicazione sul colore trasmesso; **l'ampiezza** ci dà invece un'indicazione sul grado di saturazione del colore trasmesso.

Come fa la fase del segnale-somma a darci un'indicazione riguardo al colore trasmesso?

Supponiamo che la telecamera sia puntata su di uno schermo completamente rosso. L'uscita del tubo da ripresa per il rosso avrà la massima ampiezza e cioè

R = 1. Le tensioni d'uscita degli altri due tubi da ripresa, e cioè quello per il blu e quello per il verde, saranno ovviamente zero.

Che valore avrà il segnale Y in questo caso?

Sarà semplicemente Y = 0,30. Infatti, noi abbiamo visto che il segnale di luminanza è formato con

$$Y = 0{,}30 \cdot R + 0{,}59 \cdot V + 0{,}11 \cdot B$$

Per il caso precedente (solo colore rosso) essendo V = 0, B = 0 e R = 1 sarà:

$$Y = 0{,}30 \cdot R + 0{,}59 \cdot 0 + 0{,}11 \cdot 0 = 0{,}30 \quad 2)$$

sempre per il caso di ripresa del solo colore rosso, come saranno i segnali-differenza?

Avremo:

$$R - Y = 1 - 0{,}30 = +0{,}7 \quad 3)$$

e

$$B - Y = 0 - 0{,}30 = -0{,}3 \quad 4)$$

Supponiamo ora di riprendere uno schermo completamente verde. In questo caso, che valore assumeranno i segnali Y (luminanza) e i segnali-differenza (R — Y e B — Y)? Basta procedere come per il caso precedente e cioè:

Siccome

$$V = 1$$
$$R = 0$$
$$B = 0$$

e

$$Y = 0{,}30 \cdot R + 0{,}59 \cdot V + 0{,}11 \cdot B \quad 5)$$

sostituendo avremo:

$$Y = 0{,}30 \cdot 0 + 0{,}59 \cdot 1 + 0{,}11 \cdot 0 = 0{,}59$$

Per i segnali differenza avremo in questo caso (ripresa colore verde)

$$R - Y = 0 - 0{,}59 = -0{,}59 \quad 6)$$
$$B - Y = 0 - 0{,}59 = -0{,}59 \quad 7)$$

Supponiamo infine di riprendere uno schermo completamente blu. In questo caso per il segnale di luminanza, essendo

$$B = 1$$
$$R = 0$$
$$V = 0$$

avremo:

$$Y = 0{,}30 \cdot 0 + 0{,}59 \cdot 0 + 0{,}11 \cdot 1 = 0{,}11 \quad 8)$$

I segnali differenza assumeranno per la ripresa in uno schermo completamente blu, il seguente valore:

$$R - Y = 0 - 0{,}11 = -0{,}11 \quad 9)$$
$$B - Y = 1 - 0{,}11 = 0{,}89 \quad 10)$$

Se ora questi segnali-differenza si riportano come tensioni di modulazione nel diagramma vettoriale delle sottoportanti (fig. 8), la risultante della loro somma si troverà rispettivamente nel II, III e IV quadrante come indicato con la crocetta sulle circonferenze dei cerchi.

Infatti, quando riprendiamo lo schermo rosso, la risultante cade nel secondo quadrante perchè:

la coordinata x di (B — Y) è — 0,3 4)

e

la coordinata y di (R — Y) è + 0,7, 3)

la somma vettoriale di queste due coordinate cade come è facile vedere nel II quadrante.

Quando riprendiamo lo schermo verde, la risultante della somma vettoriale delle due tensioni dei segnali-differenza cade

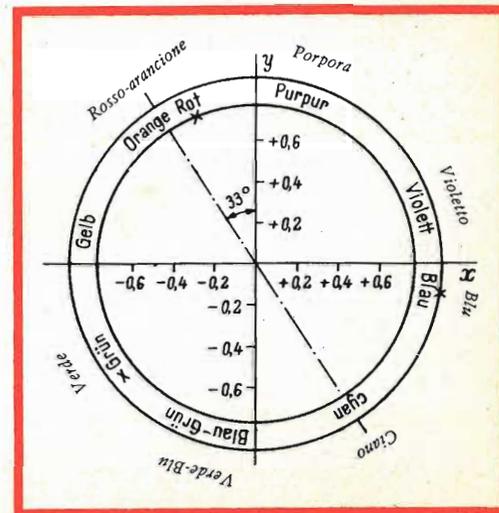



Fig. 8 - Fase della tensione-somma in funzione del colore (colori saturi). I punti corrispondenti ai colori rosso, verde e blu sono indicati con il segno x.

nel III quadrante. Infatti, in questo caso

la coordinata x di (B — Y) è — 0,59 7)

e

la coordinata y di (R — Y) è — 0,59, 6)

la somma vettoriale di queste coordinate (entrambi negative) si trova nel III quadrante.

Infine, quando è ripreso uno schermo blu, la risultante della somma vettoriale dei segnali-differenza si troverà nel IV quadrante.

Infatti,

la coordinata x di (B — Y) è + 0,89 10)

e

la coordinata y di (B — Y) è — 0,11, 9)

e la loro somma (una positiva e l'altra negativa) si troverà appunto nel IV quadrante. **Ecco quindi perchè la fase della risultante della somma dei due segnali-differenza è in grado di indicare un determinato colore.**

Dal canto suo invece, **l'ampiezza della risultante** della somma vettoriale delle due tensioni-differenza indica il maggior o minore grado di saturazione del colore trasmesso. Anche ciò si può facilmente dimostrare. **Colore saturo** è quello caratteristico dello spettro solare. **Colore non saturo** è quello in cui è mescolato in maggiore o minore quantità il bianco; un tale colore diventa sbiadito. Per esempio, da rosso diventa rosa: in questo caso però, il segnale di luminanza Y non è più caratterizzato dalla presenza della sola componente R (equazione 2), ma si trovano ad esso aggiunti anche una certa quantità di verde (V) e di blu (B). Di conseguenza, il valore di R — Y diventerà più piccolo e quindi anche la lunghezza del vettore risultante dalla somma delle tensioni diventerà più corto.

*

**(continua)**

**(Da « Funkschaü »)**

*Con la realizzazione di razzi capaci di lanciare nell'atmosfera capsule o altri veicoli spaziali e di liberarli dalla forza di gravità, l' uomo è ormai in grado di esplorare lo spazio che lo circonda.*

*Ma per poter tracciare un programma completo dell'esplorazione spaziale è necessario sviluppare un vasto insieme di tecniche e discipline: le comunicazioni, la guida e il controllo dei mezzi, i propellenti e i sistemi di sicurezza. Il calcolatore elettronico ha avuto una parte importante, anzi indispensabile, nello sviluppo di ciascuno di questi settori e nella realizzazione dei grandi razzi vettori.*

*I problemi incontrati nella progettazione e nella costruzione di veicoli e strumenti essenziali all'esplorazione dello spazio sono di proporzioni enormi. Il razzo Saturno V, che verrà utilizzato dagli Stati Uniti per il lancio dell'uomo sulla luna, è, per esempio, un colosso di 90 metri munito di 11 motori.*

*Si può ben immaginare la complessità e la mole dei calcoli necessari per progettare un tale genere di razzo.*

*Allo stesso modo, il progetto di una nave spaziale per l'esplorazione lunare richiede un enorme volume di calcoli, comprendenti, tra l'altro, migliaia di traiettorie simulate Terra-Luna. Non sarebbe possibile eseguire questi calcoli senza l'aiuto dei calcolatori elettronici.*

*In queste applicazioni spaziali, il calcolatore ricopre un ruolo non dissimile da quello svolto nelle ricerche tecniche o scientifiche in generale. Però in queste applicazioni a terra dei calcolatori non occorre una eccezionale velocità operativa, nel senso che i risultati delle elaborazioni non devono causare una azione immediata e tempestiva. Di tali applicazioni si dice perciò che esse avvengono in « tempo non reale ».*



# ALIMENTATORE STABILIZZATO A BASSA TENSIONE A TRANSISTOR

**Si descrive un alimentatore stabilizzato, a bassa tensione, munito di dispositivo elettronico di protezione contro i cortocircuiti.**
**L'alimentatore impiega quattro transistor tipo ASZ 16 nel circuito di regolazione mentre i circuiti ausiliari sono equipaggiati con tre transistor AC 128, un ASY 77, due diodi zener OAZ 213, tre diodi OA 85 ed un OA 5. I circuiti di rettificazione, quello principale ed i due ausiliari, sono equipaggiati con 2 × BYX 20/200 + 2 × BYX 20/200 R, 2 × BY 114 ed 1 × OA 85.**
**Progetto realizzato dal LAE (Laboratorio Applicazioni Elettroniche) della Philips S.p.A.**

Poichè l'alimentatore è previsto per funzionare su quattro gamme di tensione d'uscita, il secondario del trasformatore d'alimentazione è munito di prese selezionabili per mezzo di un commutatore. Un raddrizzatore a ponte provvede alla rettificazione mentre un filtro ad ingresso induttivo provvede al livellamento.

In genere questi alimentatori sono equipaggiati con condensatori di livellamento aventi elevati valori di capacità e di tensione di lavoro, e risultano pertanto costosi.

Questo alimentatore si differenzia dai convenzionali per la presenza dell'induttanza nel circuito di livellamento. Essa consente di ridurre sensibilmente la capacità di filtraggio e di attenuare la tensione di ondulazione residua all'uscita del filtro. Siccome la tensione di uscita sulle varie gamme è regolabile in modo continuo, la tensione agli estremi dei transistor di regolazione può salire fino ad un valore pari alla differenza tra il massimo ed il minimo della gamma, maggiorata della tensione di ondulazione (metà del valore picco-picco) presente all'uscita del filtro e della minima tensione che si deve stabilire affinchè i transistor di regolazione lavorino sicuramente nella zona attiva della caratteristica.

La potenza da dissipare nel circuito di regolazione può così raggiungere valori elevati tali da giustificare l'impiego di tre transistor di potenza in parallelo.

La tensione da confrontare con quella di riferimento è prelevata con un partitore resistivo fisso che divide nel rapporto 5 : 1 la tensione di uscita. Questa tensione viene portata alla base di uno dei transistor di un amplificatore differenziale avente gli emettitori riferiti ad una sorgente di tensione positiva stabilizzata.

La base dell'altro transistor fa capo al cursore di un potenziometro alimentato da una sorgente di tensione negativa anch'essa stabilizzata.

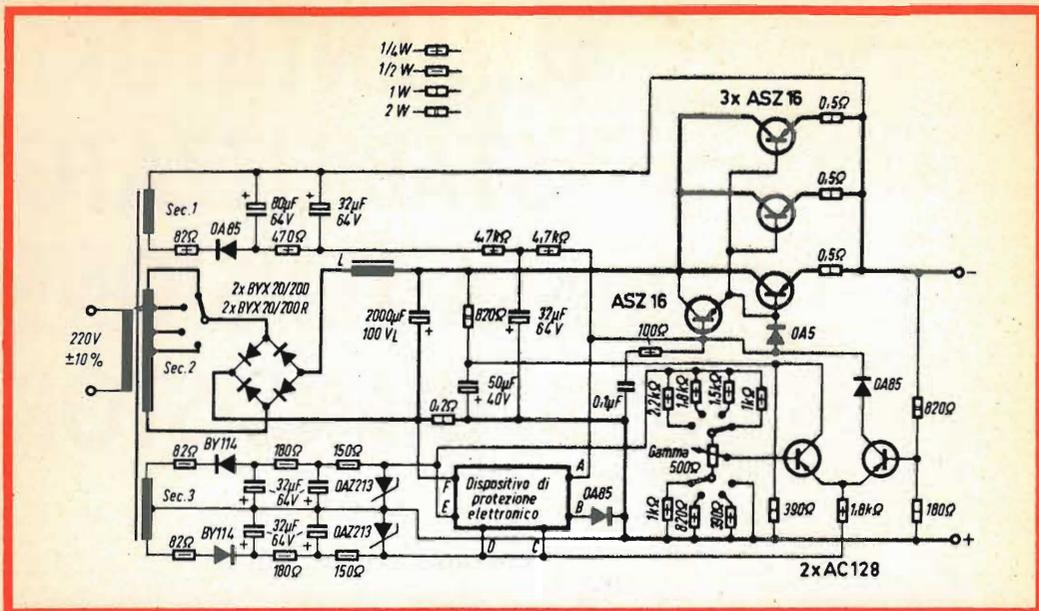



Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore completo.

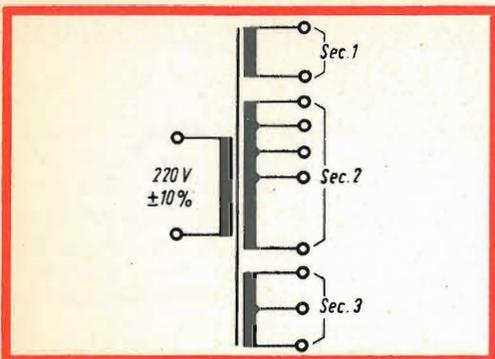



Fig. 2 - Schema elettrico del trasformatore di alimentazione.

Nucleo: 16 cm²
Primario: 650 spire - filo 0,6 mm ∅ (resistenza d'avvolgimento = 7,5 Ω)
Secondario 1: 75 spire filo 0,6 mm ∅
Secondario 2: spire totali 172 - filo 1 mm ∅
1° presa alla 73ª spira
2° presa alla 112ª spira
3° presa alla 142ª spira
Secondario 3: 100 + 100 spire (presa centrale) filo 0,6 mm
Tensioni (a 220 V nominali al primario e con 2 A al secondario)
23,2 V, 1ª presa - 37 V, 2ª presa
45,5 V, 3ª presa - 54 V, estremo

Le diverse gamme di tensione vengono ottenute alterando o scambiando tra loro opportunamente, mediante un commutatore a più sezioni, le resistenze del partitore di cui fa parte il potenziometro di regolazione.

Il collettore del primo transistor è alimentato con un partitore fisso collegato direttamente sul condensatore del filtro. Il collettore del secondo transistor è invece alimentato con un piccolo alimentatore separato, l'uscita del quale è posta in serie alla tensione d'uscita dell'alimentatore stabilizzato.

Completa il circuito un dispositivo di protezione elettronico contro i cortocircuiti costituito da un trigger di Schmitt a transistor che preleva la propria alimentazione dai capi di polarità opposta dei due diodi di Zener montati in serie ed è progettato in modo tale da avere un centro elettrico virtuale a potenziale prossimo a quello del morsetto positivo dell'alimentatore stabilizzato. In tal modo si può immaginare la caratteristica **v = f (i)** del trigger sovrapposta ad una retta orizzontale rappresentante il potenziale del morsetto positivo dell'alimentatore (v. appendice). La base del primo transistor del trigger è collegata a monte di una resistenza di bassissimo valore ohmico che viene attraversata dalla corrente erogata dall'alimentatore stabilizzato. L'eventuale sovracorrente provoca una caduta di tensione ai capi della resistenza; tale caduta se raggiunge e supera il valore di soglia del trigger provoca la commutazione dello stesso. Il secondo transistor del trigger passa dall'interdizione alla saturazione portando un potenziale positivo sulle basi del transistor pilota e dei transistor di regolazione con conseguente blocco degli stessi e riduzione a zero della tensione in uscita. Il trigger viene riportato in posizione di riposo mediante un apposito interruttore.

Il collettore del secondo transistor, essendo alimentato con una tensione che varia a seconda della gamma entro cui funziona l'alimentatore, viene collegato con un diodo ad un alimentatore di riferimento che funziona da sfioratore quando la corrente disponibile al collettore è superiore a quella strettamente necessaria per portare al livello positivo richiesto il collettore del secondo transistor. Questo artificio consente di mantenere inalterata la caratteristica **v = f (i)** del trigger di Schmitt per tutti e quattro i campi di regolazione dell'alimentatore.

Fig. 3 - Dimensioni dei lamierini dell'impedenza di filtro.
Nucleo 2,5 cm²
Spire 240 - filo 1 mm ∅
Traferro 2/10 mm
Resistenza di avvolgimento 0,75 Ω

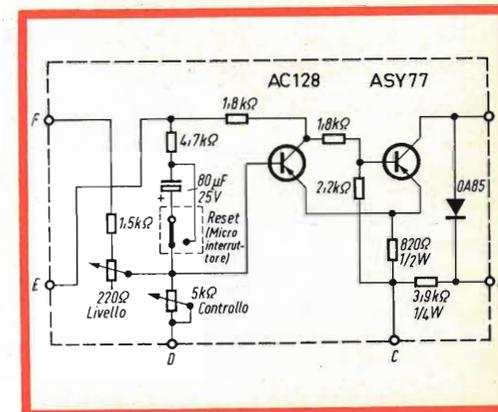



Fig. 4 - Schema elettrico del dispositivo di protezione.

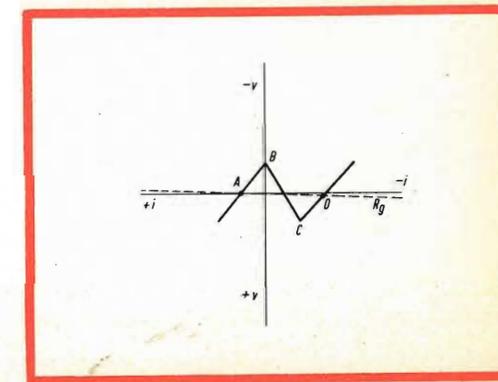



Fig. 5 - Caratteristica completa **V = f (i)** del circuito di protezione.

## DATI CARATTERISTICI

### Trasformatore

| | a vuoto | con carico nominale di 2A | |
|---|---|---|---|
| Tensione secondaria alternata (per 220 V nominali al primario) | 24 | 23 | 1ª gamma |
| | 38 | 37 | 2ª gamma |
| | 48 | 45,5 | 3ª gamma |
| | 58 | 54 | 4ª gamma |
| Tensione rettificata dopo il condensatore di filtro | 32,2 | 31,5 | 1ª gamma |
| | 52,5 | 51 | 2ª gamma |
| | 66,5 | 63 | 3ª gamma |
| | 80,5 | 75 | 4ª gamma |

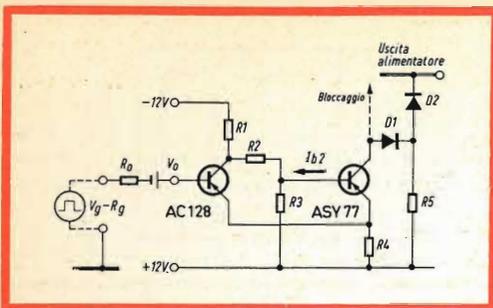



Fig. 6 - Inserzione della tensione $V_o$ e della resistenza $R_o$ tra generatore pilota ed il circuito di protezione (vedi testo).

**Impedenza di filtro**

| | | |
|---|---|---|
| Sezione nucleo | : | 12,5 x 20 mm = 2,5 cm$^2$ |
| Numero spire: | | 240 |
| Diametro filo: | | 1 mm |
| Resistenza avvolgimento: | | 0,75 Ω |
| Traferro | : | 0,2 mm circa |
| **Capacità del filtro** | : | 2000 μF/100 VL |

**Radiatori per i transistor regolatori**

3 pezzi da 10 cm di profilato 40 D.

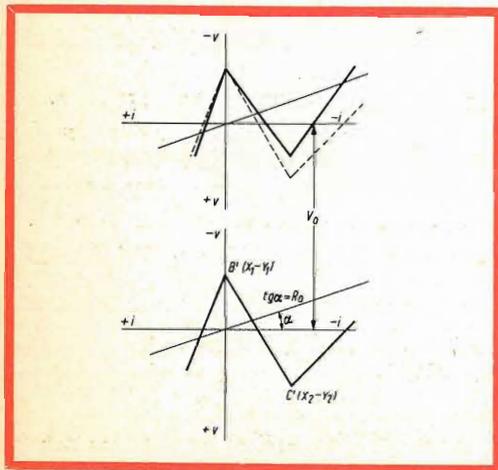



Fig. 7 - Traslazione e modifica della caratteristica $V = f(i)$ del circuito di protezione mediante l'inserzione della tensione $V_o$ e della resistenza $R_o$ all'entrata del circuito.

## PRESTAZIONI

Resistenza interna (in cc.)

$$R_i = \frac{\Delta V_u}{\Delta I} = 0{,}05\ \Omega$$

Fattore di stabilizzazione

$$\frac{\Delta V_i}{\Delta V_u} = 50 \text{ per } I = \text{cost}$$

Ondulazione residua 10 $mV_{pp}$

### APPENDICE

Il circuito trigger che costituisce il sistema di protezione deve essere di tipo « stabile in corto circuito », e cioè deve avere una caratteristica $V = f(i)$ di tipo **N** posta a cavallo dell'asse delle ascisse e deve intersecare lo stesso in tre punti. Essendo a riposo $V_g = 0$ ed $R_g$ molto piccola (vedi fig. 5), la caratteristica del generatore che pilota il circuito trigger coincide praticamente con l'asse delle ascisse ed il trigger viene così ad avere due posizioni bene definite di stabilità (punti A e D della fig. 5).

L'ordinata positiva del punto C rappresenta pertanto l'ampiezza minima richiesta per l'impulso positivo di tensione che deve provocare la commutazione del circuito di protezione.

I requisiti che deve avere il circuito trigger sono:

**a)** tensione positiva sul collettore del secondo transistor quando esso è in saturazione

**b)** costanza della caratteristica $V = f(i)$ al variare della gamma di tensione coperta dall'alimentatore.

La seconda esigenza è conseguenza del fatto che la resistenza di carico del secondo transistor è collegata direttamente al polo negativo del condensatore di filtro, la cui tensione varia tra 20 e 80 V circa.

### CRITERIO DI PROGETTO

Sulla base di quanto sopra si stabilisce la massima corrente richiesta per saturare il secondo transistor (80 V/9,4 kΩ ≅ 9 mA) e si fissa la resistenza totale del partitore ($R_1 + R_2 + R_3$) (vedi fig. 6) in modo da rendere praticamente costante ed indipendente da $I_{b2}$ il potenziale della base e quindi dell'emettitore del secondo transistor. Detto potenziale, positivo rispetto allo zero di riferimento (che coincide con il polo + dell'alimentatore principale), deve essere sufficiente a garantire l'interdizione dei transistor regolatori della stabilizzatrice. Inoltre, essendo variabile la tensione di alimentazione del secondo transistor, è necessario stabilizzare la tensione di collettore di questo ultimo riferendolo, mediante un diodo, ad un poten-

ziale positivo di opportuno valore. In tal modo, quando diminuisce la tensione dell'alimentatore principale, il potenziale positivo del collettore non può andare oltre quello di riferimento (creato mediante $R_5$ e $D_2$) e si evita così di spostare, causa la saturazione, il potenziale dell'emettitore e quindi la caratteristica del circuito trigger. Il potenziale di riferimento, impedendo la saturazione del secondo transistor, mantiene quest'ultimo nella zona attiva della caratteristica. Ne segue che i punti di commutazione **B'** e **C'** della caratteristica (vedi fig. 7) corrispondono rispettivamente al passaggio del primo e del secondo transistor dalla zona di interdizione a quella attiva. Il punto **B'** si viene quindi a trovare praticamente sull'asse delle ordinate mentre la ascissa del punto **C'** esprime la corrente di base del primo transistor cui corrisponde, mentre essa diminuisce, l'entrata in conduzione del secondo transistor.

La caratteristica **V = f (i)** del circuito trigger, vista all'entrata del primo transistor si può dunque rappresentare come in fig. 7. Per ottenere quanto indicato nella fig. 5 occorre traslare la caratteristica in senso verticale. Per far ciò si dispone in serie alla base un generatore di tensione di ampiezza $V_o$. La sua resistenza interna non deve essere mai maggiore della differenza tra il valore assoluto della resistenza negativa del trigger $(y_1 - y_2)/(x_2 - x_1)$ e la resistenza $R_g$ del generatore pilota. Essendo quest'ultima praticamente nulla (frazione di $\Omega$), la resistenza addizionale $R_o$ può variare entro limiti molto ampi.

La caratteristica risultante si ottiene pertanto sommando, a pari corrente, quella del generatore addizionale a quella del trigger. Nel caso pratico la resistenza $R_o$ è costituita da un partitore di tensione variabile che permette di regolare sia $R_o$ che $V_o$ in modo da variare a piacere entro larghi limiti il valore dell'ordinata positiva del punto C e quindi quello della corrente di picco per cui si verifica lo scatto del circuito di protezione.

*

*Una società olandese ha realizzato un sistema di apparecchiature di controllo per la navigazione aerea denominata SATCO (Signaal Automatic Air Traffic Control) in grado di svolgere automaticamente tutte le principali funzioni finora demandate ai controllori della navigazione aerea e di presentare ad essi una situazione aggiornata alla frazione di secondo del traffico nel settore controllato.*

*Il Satco è operante già da alcuni anni sull'aeroporto intercontinentale di Amsterdam. Cuore del sistema sono alcuni calcolatori analogici che elaborano i dati di volo ed inviano ai visualizzatori l'informazione necessaria al controllore del traffico.*

*Con una armonica combinazione delle varie apparecchiature che costituiscono l'impianto è possibile automatizzare completamente le operazioni di controllo degli aerei in volo. I dati costituenti la massa di informazioni che debbono essere elaborate dai calcolatori analogici vengono immessi in essi attraverso le telescriventi al momento stesso in cui il comandante di un aeromobile in partenza si reca all'ufficio informazioni di volo di un Centro di Controllo della navigazione aerea (ATC) e deposita il proprio piano di volo. I dati essenziali del piano vengono battuti da un operatore sulla sua telescrivente ed immediatamente immagazzinati nella memoria del calcolatore che accusa ricezione dei dati e nello stesso tempo effettua un certo numero di registrazioni trasmettendole, sempre per telescrivente, alla Torre di controllo, all'ufficio informazioni di volo e all'avvicinamento. Venti minuti prima dell'ora prevista per il decollo dell'aeromobile, l'elaboratore elettronico trasmette i dati ai tavoli automatici della Sala dei controllori dell'avanzamento del volo. Non appena scade l'ora del decollo, l'operatore informa la torre di controllo che, a sua volta, concede l'autorizzazione definitiva via radio al pilota. Non appena l'aeromobile decolla, l'addetto in torre di controllo inserisce nel calcolatore, tramite la propria telescrivente, i dati effettivi di decollo.*

*Da quel momento l'aeroplano viene seguito dal calcolatore nel quale vengono successivamente immesse altre informazioni quali l'avvenuto sorvolo dei punti di riporto, i rilevamenti radar, ecc...*



# MESCOLAZIONE ADDITIVA
# TRASMISSIONE DI ENERGIA UHF
# SELETTORE UHF
# ADATTAMENTO D'INGRESSO IN λ/2

**Vengono trattati in maniera molto accessibile tutti i fenomeni riguardanti la mescolazione additiva, la trasmissione di energia UHF nelle linee di trasmissione e nei cavi; infine viene descritto il circuito di un selettore UHF a transistor nonchè un sistema di adattamento dell'impedenza d'ingresso al cavo.**

Sarà bene soffermarsi un poco sui fenomeni che intervengono nella mescolazione additiva che ha luogo nello stadio convertitore di frequenza.

Se due tensioni con frequenza $f_1$ e $f_2$ (dove $f_1 > f_2$) vengono applicate ad un **elemento lineare** (resistore, bobina, condensatore), le due frequenze rimangono inalterate; solo che $f_1$ si **muove** lungo la linea zero al ritmo di $f_2$: si potrebbe dire più concisamente che $f_2$ è la nuova linea zero di $f_1$ (fig. 15). Questo è un fenomeno di pura sovrapposizione di frequenze.

Se però il rapporto tra $f_1$ e $f_2$ ($f_1/f_2$) è più piccolo di 2 allora si verifica il fenomeno indicato in fig. 16. In questo caso si originano nuove frequenze, e nel caso particolare che le ampiezze dei due segnali siano uguali le frequenze dei due primitivi segnali spariscono addirittura. Si forma cioè una oscillazione con frequenza $(f_1 + f_2)/2$ la cui ampiezza varia periodicamente con frequenza $(f_1 - f_2)/2$. In termini matematici, nel caso di uguali ampiezze ($\omega_1 = 2\pi f_1$, $\omega_2 = 2\pi f_2$, $A_1 = A_2 = A$) si ha:

$$A \cdot \text{sen}\, \omega_1 t + A \cdot \text{sen}\, \omega_2 t = 2A \cdot \cos \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t \cdot \text{sen} \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} t$$

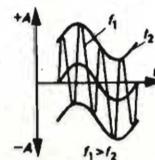



Fig. 15 - Semplice sovrapposizione di due tensioni alternate sinusoidali.

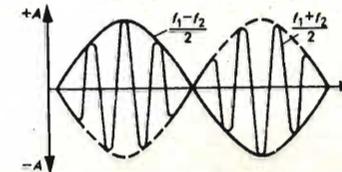



Fig. 16 - Battimento di frequenze (Rapporto delle frequenze $f_1/f_2 = 4/3$, Rapporto delle ampiezze $A_1/A_2 = 1$).

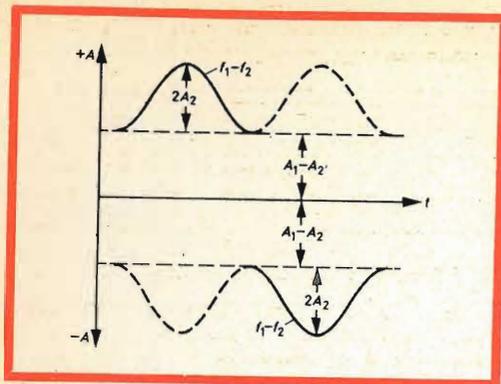



Fig. 17 - Sovrapposizione con battimento $f_1/f_2=4/3$, $A_1 = 3\,A_2$).

Per amore di completezza diremo che ogniqualvolta le due frequenze passano per l'asse zero e la frequenza media $(f_1 + f_2)/2$ è pari, si ha un balzo di frequenza.

Quando invece il rapporto tra le due frequenze è più piccolo di 2, e inoltre la ampiezza $A_1$ del segnale $f_1$ è molto maggiore di quella del segnale $f_2$ ($A_2$), per esempio $A_1 = 3\,A_2$, la forma d'onda del segnale risultante varia considerevolmente (fig. 17).

Innanzitutto, si ha la formazione, tra i punti di minima ampiezza dei due inviluppi, di un'ampiezza costante con valore $A_1 - A_2$. Anche la forma dell'inviluppo della curva cambia considerevolmente. Si hanno ancora forme di curve del tipo di fig. 16, ma mentre in fig. 16 si hanno curve sinusoidali dimezzate, qui si ha ancora

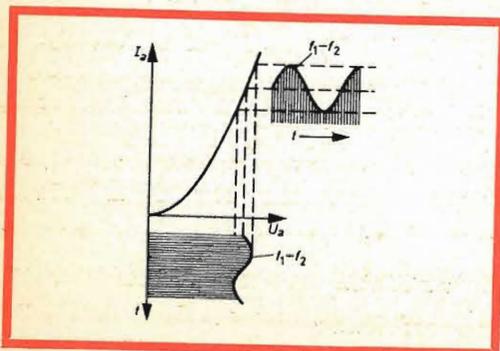



Fig. 18 - Mescolazione additiva (Raddrizzamento dopo sovrapposizione con battimento).

l'andamento sinusoidale con frequenza $f_1 - f_2$ e ampiezza $A_2$, il quale via via che il rapporto $A_1/A_2$ aumenta, si avvicina sempre di più alla forma sinusoidale perfetta. Siccome le oscillazioni riportate in fig. 17 presentano una grande somiglianza con analoghe oscillazioni modulate in ampiezza, è bene chiarire subito come in questo caso non si tratti affatto di un fenomeno di modulazione di ampiezza (il quale richiede **sempre** un elemento non lineare) ma della semplice sovrapposizione di due oscillazioni applicate ad un elemento lineare e aventi un rapporto di frequenza molto piccolo e un rapporto di ampiezza molto grande.

## Mescolazione additiva

Se ora si applica l'oscillazione di fig. 17 ad un elemento non lineare (per esempio, ad un diodo) si potrà ottenere, previa sparizione di una semionda ad opera del raddrizzamento, la frequenza $f_1 - f_2$ (fig 18). Siccome l'ampiezza dell'inviluppo della frequenza $f_1 - f_2$ è molto piccola, la curva caratteristica può considerarsi lineare nel qual caso l'inviluppo verrà trasferito senza alcuna distorsione. Nella stragrande maggioranza dei casi interessa solo la frequenza differenza $f_1 - f_2$, che viene prelevata mediante un circuito oscillante.

Nella mescolazione additiva si ha quindi in primo luogo una sovrapposizione delle frequenze da mescolare cui segue un fenomeno di raddrizzamento. Si devono ad ogni modo verificare le seguenti condizioni:

a) il rapporto delle due frequenze non deve essere più grande di 2 ($f_1 < 2 \cdot f_2$);

b) il rapporto delle ampiezze deve essere maggiore di 10 ($A_1 > 10 \cdot A_2$) nel qual caso non si ha distorsione, e infine,

c) per il raddrizzamento è necessario poter disporre di una caratteristica incurvata (non lineare).

## IL SELETTORE UHF

Consideriamo innanzitutto l'amplificatore del segnale di R.F. Il segnale UHF di antenna perviene al circuito di simmetrizzazione attraverso due condensatori (fig. 19). Il circuito di simmetrizzazione è formato da un cavetto in $\lambda/2$ (fm = 700 MHz) e adatta l'ingresso di antenna simmetrico a 240 $\Omega$ all'ingresso asimmetrico a 60 $\Omega$ dell'amplificatore UHF. Il segnale viene accoppiato attraverso C 262 al circuito d'ingresso (un $\pi$, formato da C 264, C 262 e la capacità d'ingresso $C_{BE}$ del transistor RF, AF 139). Il circuito è accordato al centro della banda (670 MHz circa), e a causa della bassa resistenza d'ingresso del circuito con base comune, ha una banda passante così estesa da consentire un sufficiente adattamento anche per canali che si trovano agli estremi della banda. I moderni sintonizzatori UHF vengono equipaggiati con transistor (AF 139) che presentano una cifra di fruscio inferiore ai corrispondenti equipaggiati con valvole.

La curva di risposta della R.F. viene determinata esclusivamente dal filtro che segue lo stadio amplificatore R.F. Tale filtro è formato da due linee di Lecher accoppiate induttivamente attraverso una fessura praticata nella parete divisoria comune. Il circuito del collettore è formato dal conduttore « interno » L 263 il quale nella parte superiore della banda risulta accorciato elettricamente dalla capacità base-collettore $C_{CB}$ di $T_1$, C 263, C 265 mentre nella parte inferiore della banda viene accorciato da C 267 e C 269 a.

Il choke L 268 mette a massa il collettore agli effetti della tensione continua e impedisce il cortocircuito della R.F. Anche il circuito secondario formato da C 275, C 266, L 264, C 268, C 269 b è una linea di Lecher « accorciato » mediante capacità. La linea di Lecher si potrebbe paragonare ad un circuito a $\pi$, la cui bobina venisse « stirata » in modo da diventare un conduttore rettilineo. Il filtro di banda viene accordato mediante i condensatori variabili C 269 a e C 269 b. Per la taratura « fine » nella parte superiore della banda (860 MHz) ci si serve del trimmer C 265 e C 266 mentre per la parte inferiore della banda (470 MHz) servono i trimmer C 267 e C 268.

## Oscillatore e stadio mescolatore

Il transistor $T_2$ lavora in un circuito mescolatore autooscillante. In fig. 20 è riportato il circuito dell'oscillatore con indicate le capacità del circuito. Il partitore di tensione capacitivo è formato dalle capacità interne del transistor $C_{CE}$ e $C_{BE}$ (circuito di Hutr-Kuehn). La tensione di pilotaggio $V_{BE}$ è di fase opposta alla tensione di collettore $V_{CE}$. Una più elevata tensione di collettore produce una maggiore corrente derivata attraverso queste capacità e in de-

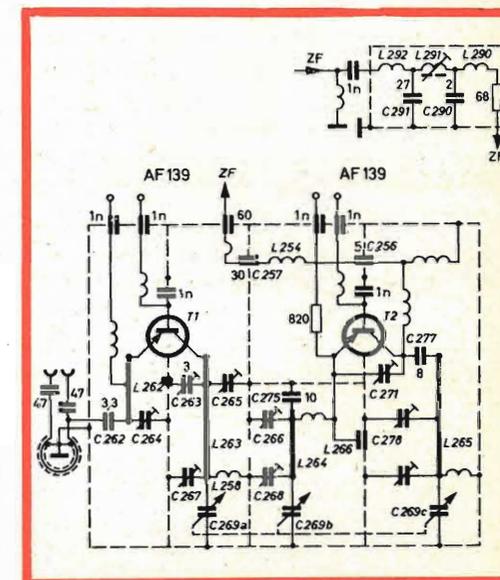



Fig. 19 - (sotto e a destra) Schema elettrico di un selettore UHF a transistor.

finitiva una più elevata tensione di pilotaggio. Per questo ha poca importanza mettere a massa o la base o l'emettitore.

Mediante il trimmer C 271 si può regolare la corrente « derivata » e di conseguenza la reazione e l'ampiezza della tensione oscillante.

Dal filtro della R.F. il segnale UHF ($f_s$) perviene all'emettitore di $T_2$ attraverso la spira di accoppiamento L 266 (fig. 19). Sull'emettitore avviene la mescolazione additiva, ciò significa che sulla spira L 266 si sovrappongono la frequenza del segnale $f_s$ e quella dell'oscillatore $f_o$, e che la

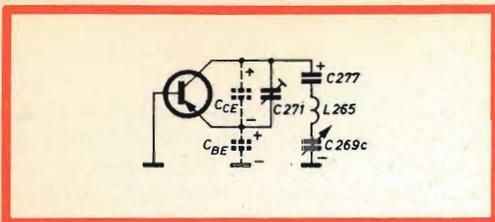



Fig. 20 - Schema elettrico di funzionamento del circuito oscillatore.

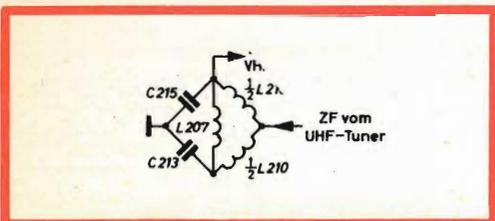



Fig. 21 - Circuito a ponte per l'iniezione diretta della F.I. proveniente dal selettore UHF nel circuito di griglia della valvola mescolatrice del selettore VHF.

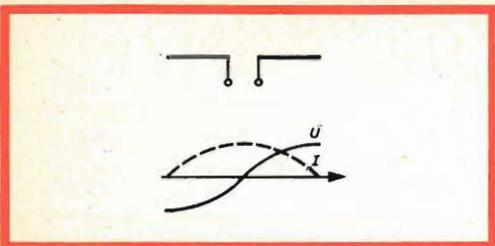



Fig. 22 - Andamento della corrente e della tensione in un dipolo in $\lambda/2$.

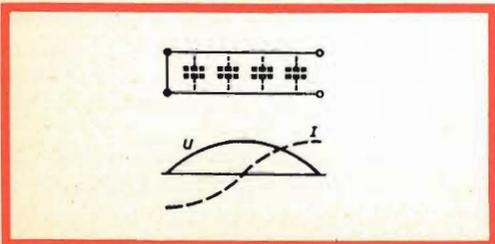



Fig. 23 - Andamento della corrente e della tensione in una linea in $\lambda/2$ chiusa.

frequenza $f_o - f_s$ dell'inviluppo viene formata per raddrizzamento della semionda positiva dell'inviluppo ad opera del diodo emettitore-base di $T_2$. Per esempio per il canale UHF 29 avremo:

$f_o - f_v = 574{,}15 \text{ MHz} - 535{,}25 \text{ MHz} =$
$= 38{,}9 \text{ MHz}$ (portante a F.I. video)

$f_o - f_a = 574{,}15 \text{ MHz} - 540{,}75 \text{ MHz} =$
$= 33{,}4 \text{ MHz}$ (portante a F.I. audio)

Queste frequenze dopo opportuna amplificazione vengono prelevate dal collettore di $T_2$ dal filtro a $\pi$ C 256, L 254 e C 257. Attraverso un altro filtro (L 292, C 291, L 291, C 290, L 290), queste frequenze pervengono al selettore VHF la cui valvola mescolatrice funziona (in relazione UHF) come prima valvola amplificatrice della F.I. In questo modo, il segnale UHF prima di raggiungere l'amplificatore della F.I. viene amplificato tanto quanto il corrispondente segnale VHF, e cioè 40 dB.

## Accoppiamento della F.I. del sintonizzatore UHF alla valvola mescolatrice del selettore VHF

La F.I. viene portata ad una presa intermedia della bobina L 210 (fig. 21). Per la F.I., la bobinetta L 210 costituisce praticamente un cortocircuito, per cui la F.I. può pervenire « intatta » alla griglia della mescolatrice VHF. La presa intermedia di L 210 impedisce qualsiasi influenza della VHF sul sintonizzatore UHF attraverso il filtro della F.I. Se il rapporto tra le due prese corrisponde al rapporto delle capacità C 213, C 215, il ponte rimane in equilibrio. In una diagonale del ponte si trova la bobina del filtro di banda VHF, L 207 mentre nell'altra si trova il filtro F.I. del sintonizzatore UHF. In questo modo viene evitato qualsiasi influsso reciproco.

## Linee di Lecher

Un circuito oscillante normale è formato da elementi separati e concentrati che costituiscono la sua capacità (C) e la sua induttanza (L).

Il valore di C non può scendere al di sotto del valore della capacità del cablaggio o di quella degli elettrodi dell'elemento amplificatore sia esso una valvola o un transistor, per cui per raggiungere la condizione di risonanza si dovrebbero dare all'induttanza L valori tanto bassi difficilmente ottenibili mediante le normali bobinette. Oltre a ciò, si aggiunga che un basso valore di L significa basso valore anche di Q del circuito, e basso valore della resistenza dinamica di risonanza.

Queste difficoltà vengono sormontate con l'impiego delle cosidette **linee di Lecher.** La forma più nota di un conduttore accordato è rappresentata da un'antenna dipolo risonante in $\lambda/2$ (fig. 22). In un pezzo di conduttore accordato l'onda viene completamente riflessa da una sua estremità e ritorna successivamente indietro verso l'altra estremità.

La sovrapposizione dell'onda che va e di quella che viene forma sul conduttore la cosiddetta **onda stazionaria** con nodi e seni di tensione e di corrente.

Se un conduttore in $\lambda/2$ viene chiuso ad una estremità (fig. 23) la tensione alle sue estremità diventa zero mentre la corrente in questi stessi punti assume il massimo valore. La resistenza d'ingresso di questo conduttore è perciò nulla, ed esso si comporterà quindi come un circuito risonante in serie. Viceversa se il conduttore in $\lambda/2$ (fig. 24a) è aperto, alle sue estremità la tensione sarà nulla. La resistenza d'ingresso di un simile conduttore sarà infinita ed esso corrisponderà ad un circuito risonante in parallelo.

Se ora si chiude con un condensatore un circuito risonante in $\lambda/2$ aperto (figura 24c) si dovrà ovviamente accorciare il conduttore se vogliamo mantenere inalterata la sua frequenza di risonanza.

Questo accorciamento viene calcolato mediante la formula

$$\omega \cdot C \cdot Z = \text{tg} \frac{2\,\pi \cdot l'}{\lambda}$$

Siccome questi **conduttori-circuiti** devono trasformare energia a R.F. essi dovranno essere chiusi ad una loro estremità dalla capacità della valvola, del transistor o da quella distribuita del circuito. Chiudendo l'altra estremità con un condensatore variabile si ha la possibilità di variare la

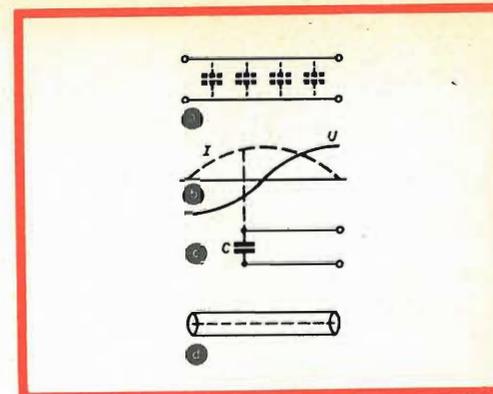



Fig. 24 - a) linea in $\lambda/2$ aperta; b) andamento della corrente e della tensione in una linea in $\lambda/2$ aperta; c) linea accorciata mediante inserzione di una capacità; d) linea coassiale.

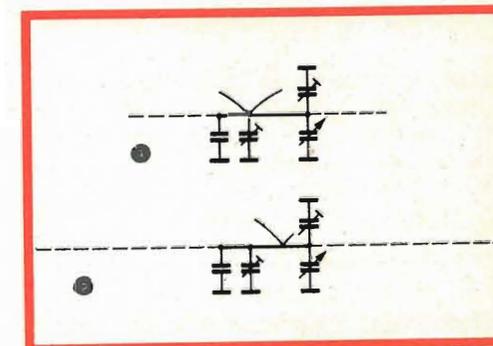



Fig. 25 - Linea in $\lambda/2$ accordabile e accorciata artificialmente mediante inserzione di capacità alle sue estremità; a) limite superiore della banda (860 MHz, $\lambda/2 = 17{,}2$ cm); b) limite inferiore della banda (470 MHz, $\lambda/2 = 31{,}9$ cm).

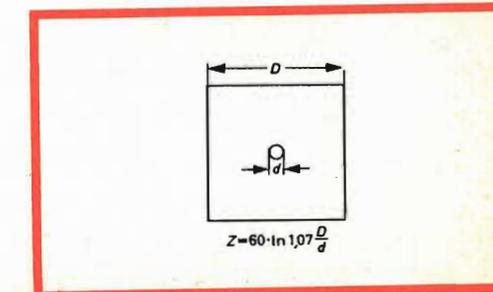



Fig. 26 - Sezione di una linea a prisma a sezione quadrata.

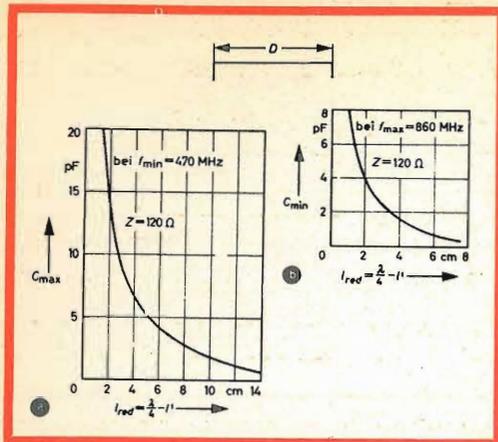



Fig. 27 - Riduzione della lunghezza $l_{red} = \frac{\lambda}{4} - l'$, in funzione della capacità riduttiva Ca, $f_{min}$ = 470 MHz (a sinistra) e a $f_{max}$ = 860 MHz (a destra).

lunghezza elettrica del conduttore e quindi la sua frequenza di risonanza. Per questo, i nodi di tensione e i ventri di corrente mutano continuamente la posizione lungo il conduttore (punti in $\lambda/4$).

### Conduttori coassiali a sezione quadrata

Quanto detto sopra vale sia per conduttori paralleli che per conduttori coassiali.

Per ragioni meccaniche si impiegano attualmente conduttori coassiali a sezione quadrata chiusi da entrambe le estremità.

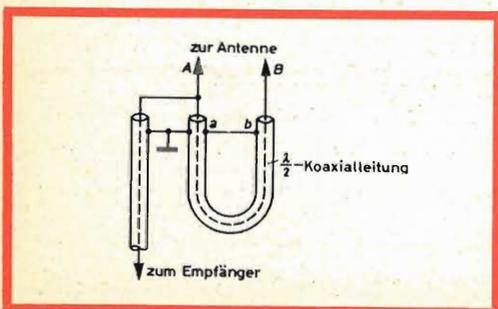
La loro resistenza caratteristica $Z = 60 \cdot \ln \cdot 1{,}02 \cdot D/d$ (fig. 26) viene fissata a 120 $\Omega$ attuando un compromesso tra smorzamento e pendenza di accordo.

In fig. 27 sono riportati due diagrammi che servono al calcolo per l'accordiamento dei **conduttori-circuiti** chiusi su capacità e aventi una resistenza caratteristica di 120 $\Omega$. $L_{red}$ rappresenta la lunghezza ridotta del conduttore interno a partire dai nodi di tensione nel punto in $\lambda/4$ fino alla chiusura capacitiva.

Fig. 28 - Circuito di simmetrizzazione in $\lambda/2$.

### Circuito di simmetrizzazione in $\lambda/2$

Il circuito di simmetrizzazione in $\lambda/2$ (fig. 27) è formato da un cavo coassiale lungo $\lambda/2$ accordato al centro della banda.

Il conduttore esterno è cortocircuitato nei punti **a** e **b**, e collegato a massa. Al conduttore interno viene applicata la tensione di antenna simmetrica verso massa. In questo modo tra ciascuno dei due collegamenti di antenna **a** e **b** e massa viene a trovarsi metà del valore della tensione di antenna $U_A/2$.

La fase della tensione parziale esistente tra B e massa viene ad essere ruotata di 180° dal cavo in $\lambda/2$ e si ripresenta pertanto nel punto A con la stessa fase della tensione parziale esistente tra A e massa.

Queste due tensioni parziali risulteranno quindi collegate in parallelo nel punto A.

Siccome nulla cambia nel rapporto di potenza e inoltre tra il punto A e massa viene a trovarsi solo metà della tensione di antenna $U_A/2$, avremmo che

$$\frac{U_A^2}{R_A} = \frac{(U_{A\text{-}2})^2}{R_E} = \frac{U_A^2}{4\,R_E}$$

$$R_A = 4 \cdot R_E$$

Dove $R_A$ è la resistenza dell'antenna e $R_E$ la resistenza caratteristica del cavo coassiale e quindi la resistenza d'ingresso del ricevitore. Se $R_A$ = 240 $\Omega$, $R_E$ = 60 $\Omega$.

**Prossimamente tratteremo: a) L'amplificatore a F.I.; b) Il rivelatore video; c) L'amplificatore video; d) Il cinescopio.**

**L. C.**

(« Funk-Technik 659 »)

# UN PULSANTE ELETTRONICO

**Si descrive un interessante circuito d'impiego del tubo a catodo freddo GK 11 con starter esterno; questa caratteristica consente di impiegare questo tubo come pulsante « elettronico » luminoso.**

Viene impiegato il tubo a catodo freddo della « Cerberus » tipo GK 11 in esecuzione miniatura (fig. 1). A differenza dei tubi convenzionali, nel GK 11, l'elettrodo d'innesco (starter) non si trova all'interno dell'ampolla ma all'esterno della medesima e costituisce l'« elettrodo di contatto ».

In riferimento alla fig. 2, se tra anodo e catodo si collega una tensione continua di $V_{a0}$ di circa 220 V, e se tra catodo e terra si applica la necessaria tensione alternata di pilotaggio $V_{st}$ avente un valore di 110 V, si verificheranno i seguenti fenomeni.

**1.** Se l'interruttore $S_1$ è aperto nella valvola non circola praticamente alcuna corrente; è bloccata. Questa condizione corrisponde alla posizione « aperto » di un interruttore meccanico.

Quando l'interruttore $S_1$ viene chiuso, inizia dal catodo a fluire una corrente d'innesco $I_{st}$ che, attraverso la terra, l'im-

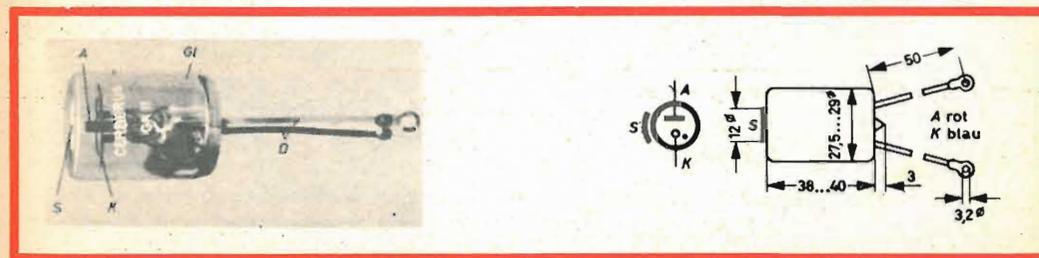



Fig. 1 - Aspetto, simbolo e dimensioni del tubo a catodo freddo GK 11 (Serberus) A = anodo; K = catodo; Gl = ampolla; D = terminali; S = elettrodo esterno.

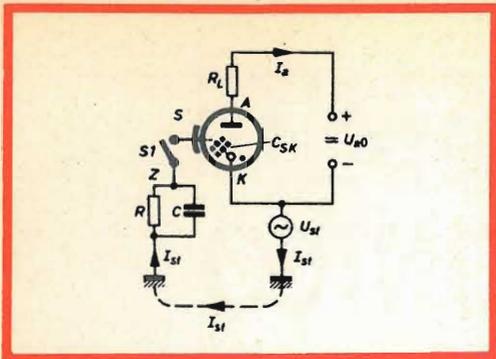



Fig. 2 - Schema di funzionamento del pulsante elettronico. $U_{a0}$=tensione di alimentazione 155—210 V'; $U_{st}$ = tensione di pilotaggio (100-250 V); $I_a$ = corrente anodica (8-15 mA). $I_{st}$ = corrente di pilotaggio; Z = impedenza (corpo umano = RC).

pedenza (formata da R e C), l'elettrodo d'innesco S, e la capacità interna CSK confluisce nuovamente sul catodo.

Questa corrente iniziale $I_{st}$, produce l'innesco della corrente principale nel tratto catodo-anodo, con relativa produzione della ionizzazione del gas nobile e conseguente luminosità dell'interno del tubo. Questa corrente « principale » assume il valore di circa 10 mA. In questa condizione, la valvola si comporta come un interruttore meccanico « chiuso ». Tale condizione è indicata come detto in precedenza dalla « fluorescenza » all'interno del tubo, e quindi facilmente osservabile anche al buio.

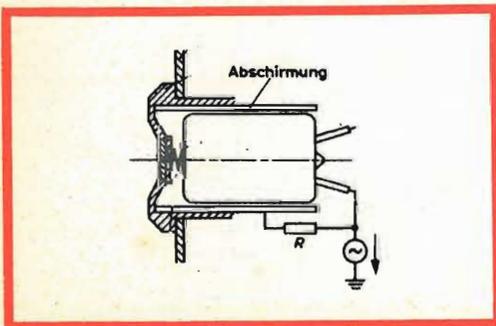



Fig. 3 - Schema di montaggio del tubo GK 11 (Cerberus). Abschirmung = schermo.

In pratica la funzione dell'interruttore $S_1$ è eseguita dal « dito » della persona che « tocca » la « testa » della valvola. Si possono quindi dare le seguenti condizioni:

a - Se l'elettrodo esterno non è « toccato », la valvola è bloccata. L'interruttore è aperto.

b - Quando invece viene « toccato », esso viene messo a terra attraverso l'impedenza (Z-R-C) del corpo umano nella quale comincia a scorrere la corrente alternata d'innesco $I_{st}$. (La corrente che percorre il corpo umano non è pericolosa e non è avvertibile dato che è dell'ordine di pochi microampere). La valvola si accende e corrisponde alla posizione « chiuso » di un normale interruttore.

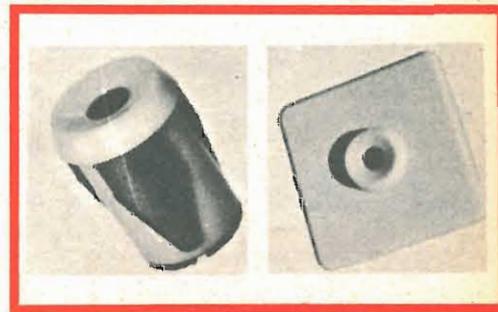



Fig. 4 - (a sinistra) Schermo per il tubo a catodo freddo. - Fig. 5 - (a destra) Esempio di piastra frontale per pulsante elettronico.

Se ora al posto della resistenza di carico $R_L$ si inserisce un piccolo e robusto relè elettromagnetico (per esempio per 6 A e 220 V), si potrà mediante i contatti di quest'ultimo « aprire e chiudere » un secondo circuito.

Questo tipo di pulsante elettronico è senz'altro più semplice e più duraturo del corrispondente pulsante meccanico. Esso consente più di 10 milioni di aperture-chiusure. Caratteristica inoltre è la luminosità che esso emette e che indica che l'interruttore è chiuso.

La sensibilità di questo pulsante elettronico è molto elevata ($R = 10^9 \Omega$, $C = 10$ pF). Esso quindi « risponde » anche se la



persona che lo tocca ha i guanti e le suole delle scarpe di gomma. Perchè l'innesco si verifichi con sicurezza è necessario che la tensione anodica continua si mantenga entro i limiti di 210-155 V. Anche l'isolamento del pulsante deve essere molto buono. In fig. 3 indichiamo un sistema di montaggio di questa valvola-pulsante e nelle fig. **4-5** alcuni tipi di supporti del pulsante.

## IMPIEGHI PRATICI

### Un semplice interruttore

Nello schema di fig. **6** le due valvole GK 11 sono montate in un circuito flip-flop. « Toccando » l'elettrodo esterno di Rö1, questa si accende e conduce. Rö2 rimane bloccata e non illuminata. Il relé A scatta e chiude il contatto $a^1$ del circuito che interessa.

Per interrompere il circuito si tocca ora lo starter di Rö2 che si illuminerà e aprirà indirettamente il circuito esterno ($a^1$). Le cose si svolgono così: agli estremi della resistenza di carico di Rö2 si produce una caduta di tensione che viene applicata sull'anodo di Rö1 attraverso $C_2$ come un impulso negativo. La tensione sull'anodo di Rö1 viene, per qualche istante abbassata; ciò è sufficiente quindi a disinnescare la valvola Rö1, che si spegnerà e farà aprire i contatti del circuito di utilizzazione ($a^1$).

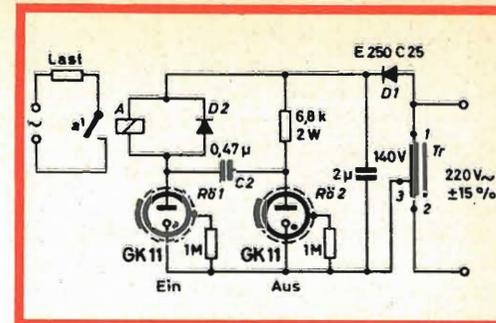



Fig. 6 - Schema elettrico di un interruttore comandato mediante pulsante elettronico. Relè A = Resistenza dell'avvolgimento R = 6,5 kΩ, potenza per l'eccitazione = 400 mW; potenza contatti relè = 6 A, 220 V; valore del condensatore $C_2$ (in μF) con resistenza del relè (in kΩ), $C_2 = 3,3/R$.

### Inversione della marcia di un motore

Con il circuito di fig. 7 si può a piacimento controllare la direzione di marcia di un piccolo motore (800 W).

1. Se il motore deve girare verso destra, basta toccare lo starter esterno di Rö3 (Rechts); il relé di R si eccita e fa chiudere il contatto $r^1$. Siccome il relé $L_1$ in conseguenza di ciò, si diseccita il suo contatto $l^2$ si chiude.

2. Se si vuole far girare il motore verso sinistra allora si tocca lo starter di Rö1 (Links).

Il relé L chiude il contatto $l^1$, mentre il relé R ritorna sulla sua posizione di contatto $r^2$.

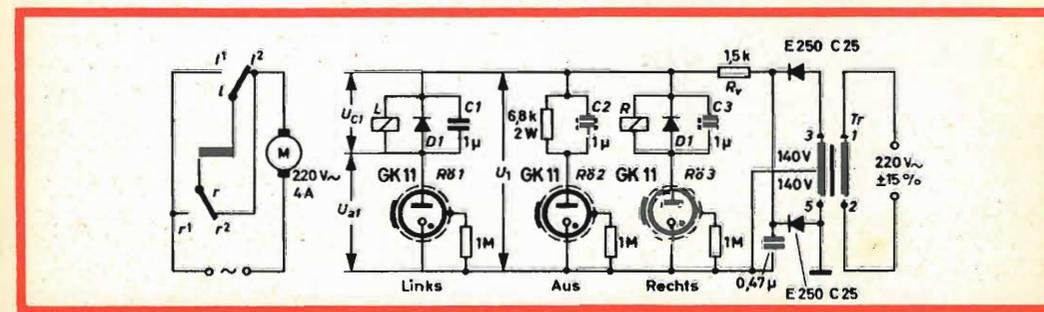



Fig. 7 - Schema di impiego di tre pulsanti elettronici per l'inversione della marcia di un piccolo motore monofase a collettore. I relè R e L sono quelli di fig. 6. I condensatori $C_1$, $C_2$, $C_3$ (in μF) con resistenza del relè in kΩ: $C_{1,2,3} = 6,6/R$.

3. Se il motore deve essere fermato, allora basta toccare Rö2 (Aus). Il relé prima eccitato (R o L) si diseccita e al motore viene tolta la tensione di alimentazione mediante chiusura dei contatti $r^2$, $l^2$ (fig. 7). Riguardo al processo di accensione e spegnimento dei tubi possiamo dire quanto segue.

All'atto dell'accensione per esempio, di Rö1, $C_1$ viene caricato alla tensione $UC_1$.

Se ora si « tocca » per esempio la valvola Rö3, succede che la tensione $U_1$ diventa per un breve istante uguale a $U_{Ba}3$ ($U_{Ba}$ = tensione di innesco = 85 V). La corrente viene allora limitata da $R_v$. Per breve tempo quindi avremo: $U_{a1} = U_{Ba}3 - UC_1$. In conseguenza di ciò, Rö1 si spegne; essa però è pronta a rifunzionare quando $C_3$ si carica e $C_1$ si scarica. I diodi $D_1$ (500 V, 16 mA) impediscono sovratensioni che potrebbero causare errate accensioni delle valvole.

Questo circuito può naturalmente essere usato anche per altri impieghi.

**L. C.**

**(Funktechnik - 6524)**

*È stato recentemente annunciato a Memphis, Stati Uniti, un sistema elettronico di prenotazione che collega oltre 500 alberghi situati in importanti località turistiche degli Stati Uniti.*

*Un unico centro di controllo, al quale sono collegati tutti gli alberghi, consentirà la richiesta e la conferma di prenotazioni in pochissimi secondi. Il sistema, applicando la velocità delle comunicazioni moderne alla potenza dei sistemi elettronici per la elaborazione dei dati, risolve uno dei problemi più importanti dell'industria alberghiera: il coordinamento delle prenotazioni in diverse località di villeggiatura.*

*Per la realizzazione del progetto è stato previsto un investimento di 4 milioni e mezzo di dollari in apparecchiature.*

*Ogni albergo sarà fornito di una unità terminale collegata, attraverso una rete privata di comunicazione, all'unità di controllo di Memphis.*

*Il sistema sarà completamente duplice, assicurando così a tutti gli alberghi il più efficiente servizio senza alcuna possibilità di interruzione.*

*Annessi all'unità di controllo vi saranno le unità di memoria a disco contenenti dati sulla disponibilità di ogni tipo di camere, per ciascun albergo e per i dodici mesi successivi. Per svolgere una richiesta di prenotazione in una qualunque località, l'operatore deve semplicemente schiacciare alcuni tasti sulla tastiera terminale e battere il nome del cliente. La richiesta è immediatamente trasmessa al centro di controllo, che può essere lontano anche parecchie migliaia di chilometri.*

*In pochi secondi l'unità di memoria viene interpellata per poter sapere se vi è una camera libera in quel particolare albergo, e un messaggio di conferma viene mandato all'albergo da cui è partita la richiesta. Una seconda conferma — completa del nome del cliente — verrà inoltre mandata all'albergo per cui si è fatta la prenotazione.*

*Quando le richieste di prenotazione non potranno venir soddisfatte, il calcolatore suggerirà varie alternative, come ad esempio, altri tipi di camere e di sistemazioni. Se un albergo è completamente prenotato per alcuni giorni, l'operatore istruisce il sistema a non accettare più alcuna prenotazione. Nel caso di rinunce, l'operatore può ordinare al centro di controllo di accettare altre prenotazioni.*



# TRASMISSIONE DI IMMAGINI CON I RAGGI LASER

**Siamo ancora ai primi esperimenti di trasmissione di immagini mediante raggi-laser; le prospettive di questo nuovo sistema sono veramente interessanti in quanto è possibile fra l'altro poter trasmettere contemporaneamente un gran numero di canali TV senza il pericolo d'interferenza.**

Nell'anno 1958 apparve per la prima volta una relazione scientifica nella quale si annunciava la scoperta di una sorgente di radiazioni elettromagnetiche la cui frequenza si trovava nello spettro delle radiazioni visibili (luce). Appena due anni dopo i tecnici cominciarono a fare degli esperimenti con i cosiddetti « raggi laser ». Di questi raggi si impossessarono subito la stampa fantascientifica e i film avveniristici: i raggi laser diventarono i raggi della morte, armi ultrapotenti ecc.

Gli scienziati continuarono a studiare realisticamente questi raggi e ben presto scoprirono che la loro speranza di poterli usare come nuovi mezzi di trasmissione di informazioni era frustrata dall'atmosfera terrestre.

Essi potevano essere impiegati solo nello spazio dove non vi è né vapore acqueo né pulviscolo. Gli scienziati cominciarono comunque a fare dei semplici esperimenti di trasmissione di informazioni entro brevi distanze.

Ecco che abbiamo potuto vedere alla esposizione internazionale di Telecomu-

Fig. 1 - Modello dimostrativo di trasmissione di immagini mediante raggi-laser. Sopra lo schermo del monitore si vede la telecamera e sopra il capo del visitatore c'è lo specchio. In basso il laser a gas elio e neon.

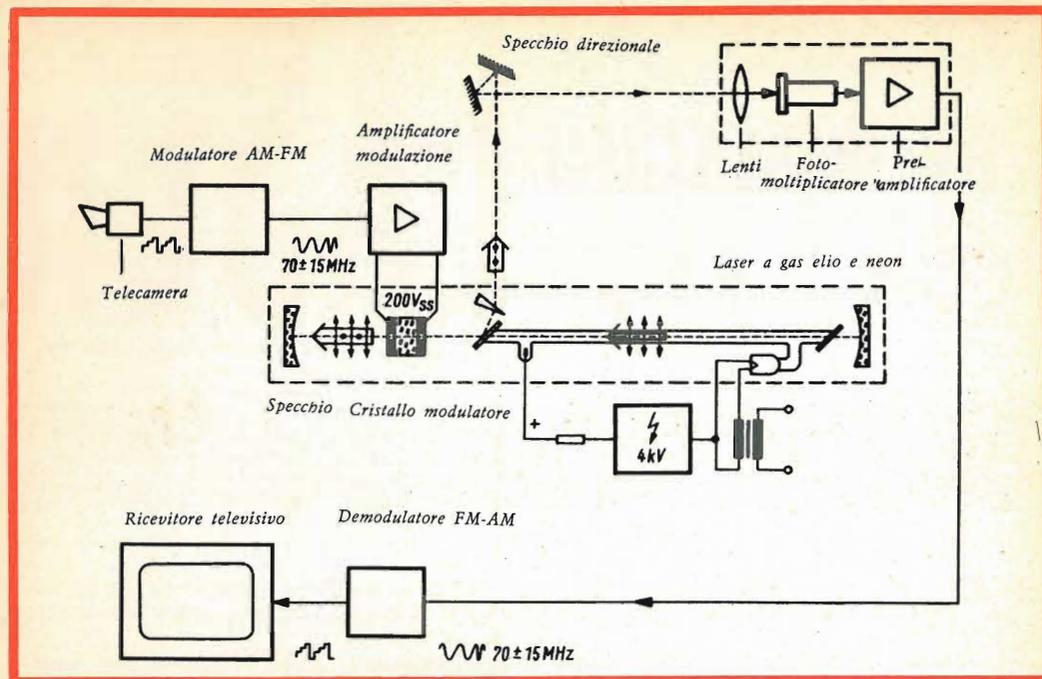



Fig. 2 - Schema a blocchi del sistema di trasmissione di immagini mediante raggi laser.

nicazione di Monaco un'interessante impiego dei raggi laser studiato e realizzato dai tecnici della Siemens. Si tratta di raggi laser ottenuti dai gas elio-neon, che venivano modulati da immagini riprese nelle stesse stanze della mostra e rese visibili sullo schermo di un cinescopio. Ciascun visitatore poteva rendersi conto della realtà dell'esperimento dato che bastava che egli interrompesse con la mano il raggio-laser perchè l'immagine scomparisse dallo schermo del cinescopio (fig. 1).

Questo sistema di trasmissione di immagini mediante raggi-laser era così fatto (fig. 2). Si provvedeva a modulare in frequenza con il segnale video (0...5 MHz) una sottoportante con frequenza di 70 MHz. Questo segnale con larghezza di banda di 30 MHz (± 15 MHz) veniva trasformato in una radiazione luminosa prodotta da un laser funzionante con gas elio e neon. La frequenza della nuova onda portante luminosa era di 4,7405 x $10^{14}$ Hz corrispondente ad una lunghezza d'onda di 0,6328 μm. Con questo sistema di modulazione le eventuali modifiche dell'ampiezza del segnale prodotte da disturbi non hanno alcuna importanza. Per la modulazione della luce viene sfruttato l'effetto elettro-ottico che si produce in un cristallo di fosfato di potassio, disposto all'interno del risuonatore del laser. Il raggio del laser modulato viene diretto su di uno specchio che lo dirige successivamente sul fotocatodo di un fotomoltiplicatore alla cui uscita si riottiene ancora il segnale a 70 MHz modulato in frequenza.

Segue uno stadio demodulatore FM il cui segnale video d'uscita viene portato ad un comune televisore.

Il raggio di un laser può essere modulato contemporaneamente da più canali TV. Come sottoportante viene scelta una frequenza nella banda delle microonde. La larghezza della banda viene fissata in base alla potenza del laser. Attualmente essa ammonta ad 1 GHz (1000 MHz) corrispondente a 30 attuali canali TV.

*

(Da « Funkschau »)



# ATTENUATORI DI ANTENNA

**Per molti installatori di antenna, un attenuatore è sempre una cosa difficile da calcolare. L'articolo che segue vuole dimostrare invece che sapendo usare alcune semplici tabelle, si può calcolare con molta precisione l'entità di attenuazione del segnale che si vuole ottenere agli estremi di un cavo di discesa di un'antenna TV (sia esso piattina o cavo coassiale).**

Di solito il problema che deve affrontare il tecnico TV, è quello di far vedere al cliente una bella immagine (senza neve) disponendo di pochi microvolt in antenna. Ma non è raro il caso in cui trovandoci in vicinanza del trasmettitore il segnale captato dall'antenna sia eccessivamente elevato, e tale, in ogni caso, da sovrapilotare lo stadio d'ingresso del selettore di canali con conseguente distorsione della immagine e perdita di sincronismi (specialmente quello di quadro). Questo inconveniente è caratteristico dei selettori a transistor, specialmente quelli UHF.

In simili casi il rimedio è semplice. Si realizzano **partitori di tensione** i quali permettono di far pervenire all'ingresso del televisore solo una frazione della tensione prodotta dall'antenna.

Questi attenuatori devono poter adattare l'impedenza caratteristica del cavo di discesa (piattina o cavo coassiale) con l'impedenza d'ingresso del ricevitore.

## Filtri a T e a Pi greco

Questi filtri, per non essere influenzati dalla frequenza del segnale devono essere fatti con resistori a impasto. Essi prendono il nome della lettera a cui assomiglia il loro schema elettrico. In fig. 1 è riportato un filtro a « T »; è asimmetrico poichè i resistori si trovano solo nella parte superiore dello schema elettrico. In fig. 2 è riportata la versione simmetrica del filtro di fig. 1; i valori dei resistori « orizzontali » sono in questo caso metà di quelli di fig. 1.

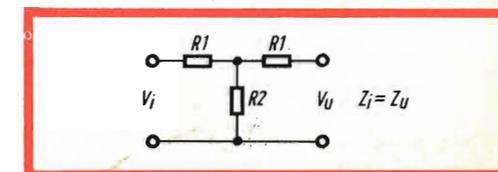



Fig. 1 - Attenuatore a « T » asimmetrico.

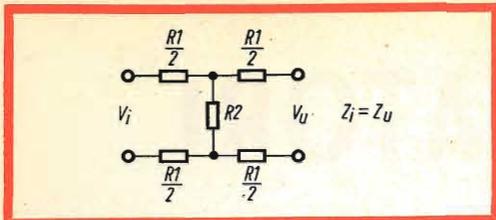



Fig. 2 - Attenuatore a « T » simmetrico.

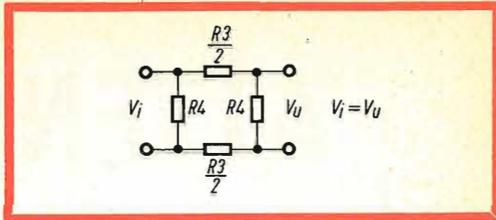



Fig. 4 - Attenuatore a « π » simmetrico.

Il filtro della fig. 3, prende il nome della lettera greca « π » a cui assomiglia il suo schema elettrico. In fig. 4 è riportata la versione simmetrica dello schema di fig. 3; anche in questo caso il resistore orizzontale ha il valore dimezzato.

È necessario, in ogni caso, sapere il valore della tensione che si applica al televisore, o meglio la percentuale di tensione che si usa rispetto a quella fornita dall'antenna, e oltre a ciò, l'impedenza della sorgente di questa tensione. La fig. 5 indica un esempio di attenuatore con impedenza d'ingresso e di uscita di 240 Ω (300 Ω), che effettua il dimezzamento esatto della tensione fornita dall'antenna. La freccia indica che guardando in quella direzione si deve rilevare un'impedenza di 240 Ω. Corrispondentemente, l'uscita deve essere chiusa su di un'impedenza Za di 240 Ω. In questo modo la somma di $R_6 + Z_a + R_8 = 320$ Ω, valore quest'ultimo che viene posto in parallelo a 320 Ω ($R_9$). Il valore risultante di questo parallelo (160 Ω) viene a trovarsi in serie a $R_5$ (40 Ω) e a $R_7$ (40 Ω); complessivamente quindi abbiamo 240 Ω, che è proprio l'impedenza necessaria per chiudere il cavo di discesa.

**Dimensionamento degli attenuatori**

Naturalmente non sempre è opportuno dimezzare la tensione proveniente dalla antenna, come pure non sempre l'impedenza è di 240 Ω (per esempio, molte volte la discesa è in cavo coassiale da 60 Ω, asimmetrico). In genere gli attenuatori della fig. 1 e 3 devono essere impiegati per cavi coassiali (60 Ω asimmetrici) mentre quelli delle figg. 2 e 4 sono adatti per piattine (240 Ω simmetrici).

Indicando la frazione di tensione che si vuole avere con la lettera d avremo

$$d = \frac{V \text{ ingresso}}{V \text{ uscita}}$$

Le formule che seguono servono per calcolare i valori dei resistori degli attenuatori da fig. 1 a fig. 4; si deve solo tener presente che nel caso di attenuatori simmetrici i valori dei resistori $R_1$ e $R_3$ devono essere dimezzati.

Ciò premesso avremo:

$$R_1 = Z \cdot \frac{d - 1}{d + 1}$$

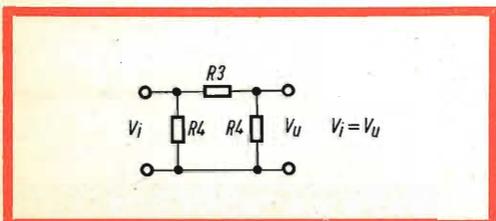



Fig. 3 - Attenuatore a « π » asimmetrico.

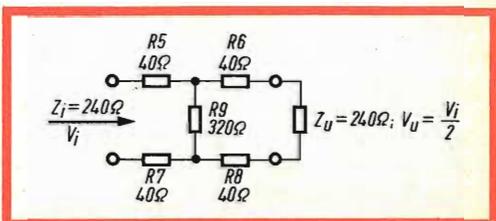



Fig. 5 - Ecco come si adatta l'impedenza d'uscita con quella di entrata.

TABELLA 1 - $Z_i = Z_u = 240\ \Omega$

| $d = \frac{Vi}{Vu}$ | R1 Ω | R2 Ω | R3 Ω | R4 Ω |
|---|---|---|---|---|
| 2 | 80 | 320 | 180 | 720 |
| 3 | 120 | 180 | 320 | 480 |
| 4 | 144 | 128 | 455 | 400 |
| 5 | 160 | 100 | 576 | 360 |
| 10 | 1964 | 48 | 1200 | 295 |

TABELLA 2 - $Z_i = Z_u = 60\Omega$

| $d = \frac{Vi}{Vu}$ | R1 Ω | R2 Ω | R3 Ω | R4 Ω |
|---|---|---|---|---|
| 2 | 20 | 80 | 45 | 180 |
| 3 | 30 | 45 | 80 | 120 |
| 4 | 36 | 32 | 112 | 100 |
| 5 | 40 | 25 | 145 | 90 |
| 10 | 50 | 12 | 300 | 73 |

$$R_2 = Z \cdot \frac{2\,d}{d^2 - 1}$$

$$R_3 = Z \cdot \frac{d^2 - 1}{2\,d}$$

$$R_4 = Z \cdot \frac{d + 1}{d - 1}$$

Nella tabella 1 sono indicati i valori dei resistori nel caso di impedenza d'uscita e d'entrata di 240 Ω e per partitori di tensione con rapporto da 2 : 1 e 10 : 1; quelli valevoli per cavi coassiali con impedenza di 60 Ω sono riportati nella tabella 2.

Il conduttore interno del cavo coassiale va collegato al ramo dell'attenuatore dove si trova il resistore, quello esterno (calza) al conduttore diretto.

Questi attenuatori possono essere impiegati anche con i generatori di R.F. quando il segnale di uscita di quest'ultimi è troppo elevato.

*







# AMPLIFICATORE STEREO HI-FI 8+8

**Si descrive il progetto di un amplificatore di bassa frequenza senza trasformatori, funzionante in classe B, equipaggiato con i transistori di potenza AD 139. L'unità di controllo integrata è adatta per fonorivelatori piezoelettrici, registratore e sintonizzatore.**

Spesso si pensa che un amplificatore funzionante in classe B non sia molto adatto per riproduzioni di alta qualità a causa della distorsione che si produce ai bassi livelli di potenza di uscita. Per questa ragione l'impiego di tali amplificatori è di solito limitata ad applicazioni dove si richiedono bassi consumi di potenza e buon rendimento, come per esempio nelle apparecchiature a transistori alimentate a batterie.

Il progetto che ora descriveremo dimostra che anche con un funzionamento dalla rete dove i criteri sopracitati non sono così importanti, un amplificatore funzionante in classe B può combinare una caratteristica accettabile con l'economia.

I vantaggi sono i seguenti:

a) la possibilità di usare transistori e dissipatori di calore di dimensioni ridotte con funzionamento in classe B per una data potenza d'uscita dovuta a un maggiore rendimento in confronto a un funzionamento in classe A e AB;

b) la possibilità di eliminare il trasformatore di uscita;

c) la possibilità di eliminare il trasformatore pilota facendo uso di una coppia di transistori complementari. L'eliminazione dei trasformatori porta, oltre alla diminuzione del peso e delle dimensioni dell'amplificatore, una diminuzione dello spostamento di fase e una considerevole percentuale di reazione può essere usata su diversi stadi;

d) gli stadi in classe B sono sensibili alle tensioni di ondulazione di alimentazione mentre la corrente di riposo è minore; l'impedenza di uscita del transistore è maggiore che negli stadi in classe A per la stessa potenza d'uscita. Per questa ragione si richiedono circuiti di filtro meno elaborati.

Questo amplificatore viene presentato come esempio di applicazione dei transistori AD 139 e per il suo basso costo di realizzazione, in confronto alle buone caratteristiche ottenute.

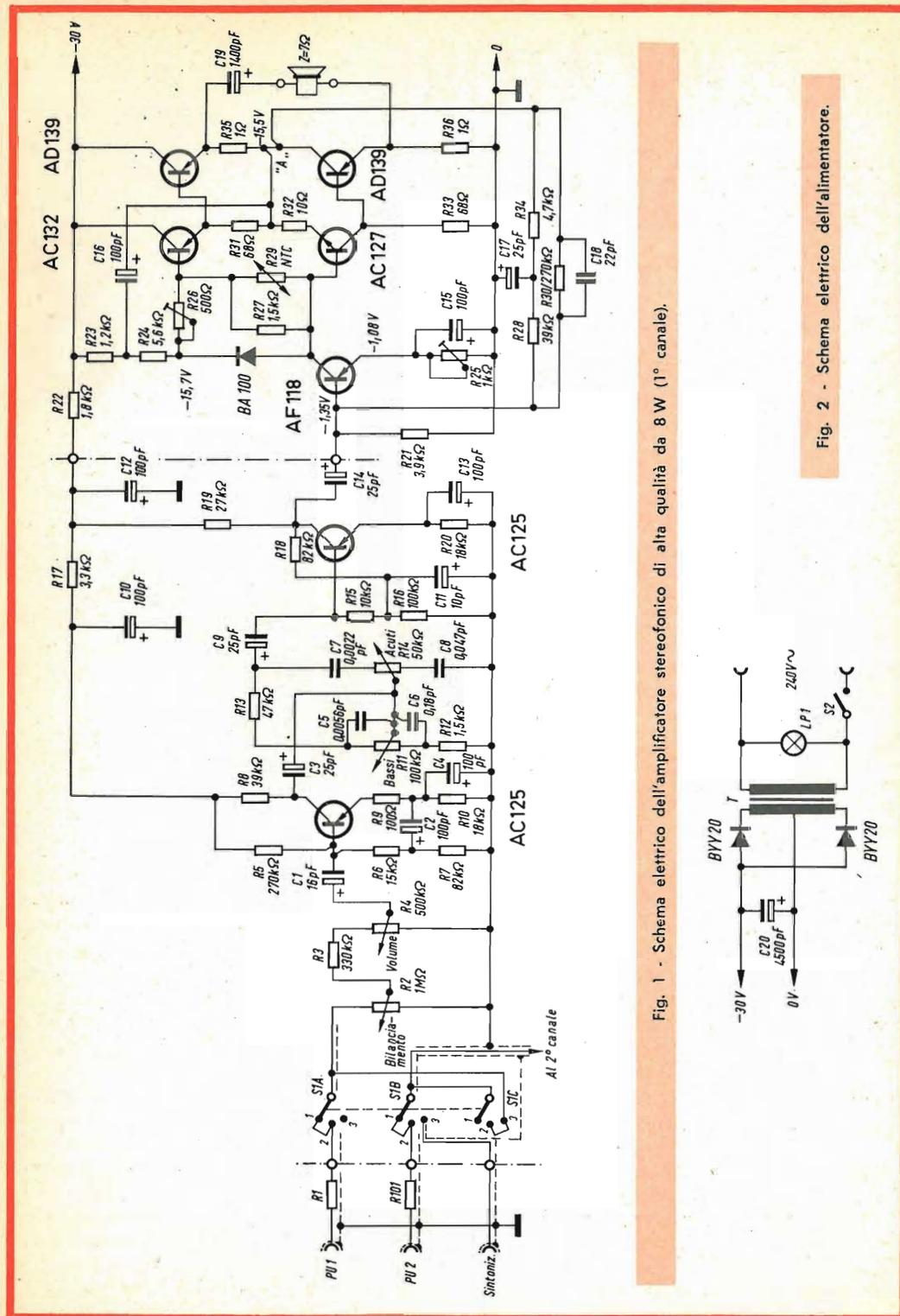
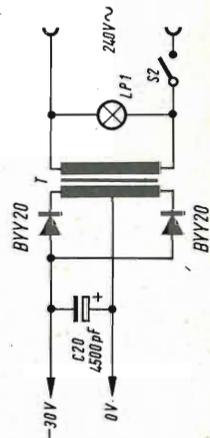



Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore stereofonico di alta qualità da 8 W (1° canale).

Fig. 2 - Schema elettrico dell'alimentatore.



## COMPONENTI

Tutti i resistori e i condensatori segnati nella lista seguente si riferiscono ad un solo canale.

**Resistori**

Tutti i resistori sono da ½ W, 10% a carbone

$R_1$ = vedere testo
$R_2$ = 1 MΩ logarit./anti-logarit.
$R_3$ = 330 kΩ
$R_4$ = 500 kΩ log.
$R_5$ = 270 kΩ
$R_6$ = 15 kΩ
$R_7$ = 82 kΩ
$R_8$ = 39 kΩ
$R_9$ = 100 Ω
$R_{10}$ = 18 kΩ
$R_{11}$ = 100 kΩ log.
$R_{12}$ = 1,5 kΩ
$R_{13}$ = 47 kΩ
$R_{14}$ = 50 kΩ log.
$R_{15}$ = 10 kΩ
$R_{16}$ = 100 kΩ
$R_{17}$ = 3,3 kΩ
$R_{18}$ = 82 kΩ
$R_{19}$ = 27 kΩ
$R_{20}$ = 18 kΩ
$R_{21}$ = 3,9 kΩ
$R_{22}$ = 1,8 kΩ
$R_{23}$ = 1,2 kΩ
$R_{24}$ = 5,6 kΩ
$R_{25}$ = 1 kΩ
$R_{26}$ = 500 Ω trimmer lineare
$R_{27}$ = 1,5 kΩ
$R_{28}$ = 39 kΩ
$R_{29}$ = 500 Ω (NTC) tipo B 8 320 01A/500E
$R_{30}$ = 270 kΩ
$R_{31}$ = 68 Ω
$R_{32}$ = 10 Ω
$R_{33}$ = 68 Ω
$R_{34}$ = 4,7 kΩ
$R_{35}$ = 1 Ω, 1 W, 5%
$R_{36}$ = 1 Ω, 1 W, 5%

**Condensatori**

$C_1$ = 16 μF, 10 V elettrolitico
$C_2$ = 100 μF, 4 V elettrolitico
$C_3$ = 25 μF, 25 V elettrolitico
$C_4$ = 100 μF, 16 V elettrolitico
$C_5$ = 5600 pF, 400 V poliestere
$C_6$ = 0,18 μF, 125 V poliestere
$C_7$ = 2200 pF, 400 V poliestere
$C_8$ = 0,047 μF, 125 V poliestere
$C_9$ = 25 μF, 25 V elettrolitico
$C_{10}$ = 100 μF, 40 V elettrolitico
$C_{11}$ = 10 μF, 16 V elettrolitico
$C_{12}$ = 100 μF, 40 V elettrolitico
$C_{13}$ = 100 μF, 16 V elettrolitico
$C_{14}$ = 25 μF, 25 V elettrolitico
$C_{15}$ = 100 μF, 4 V elettrolitico
$C_{16}$ = 100 μF, 16 V elettrolitico
$C_{17}$ = 15 μF, 25 V elettrolitico
$C_{18}$ = 22 pF, ceramico
$C_{19}$ = 1400 μF, 64 V elettrolitico
$C_{20}$ = 4500 μF, 64 V elettrolitico

**Transistori**

2 × 2 AD 139 (accoppiati)
2 × AC 127/132 (accoppiati)
2 × AF 118
4 × AC 125
4 × rondelle isolanti tipo 56239 per AD 139

**Diodi**

2 × BYY 20
2 × BA 100

**Vari**

T = trasformatore di potenza: 2 × 22 V, 900 mA
$S_1$ = commutatore 3 posizioni, 3 vie
$S_2$ = interruttore
$L_p$ = lampada pilota, al neon

**Altoparlanti**

Impedenza = 7 Ω tipo 9710 M (8") o AD 5200 M (12")
Dissipatori di calore
Per i transistori AD 139 — 2 dissipatori tipo 7001 ferro annerito anodizzato
Per i transistori AC 127 — 2 dissipatori tipo 56200

## DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

### Stadio di uscita

Si utilizza una coppia di transistori AD 139 montati in un circuito in controfase e funzionanti in classe B. Al contrario dei circuiti con trasformatori di uscita, la tensione di alimentazione può in questo caso essere uguale alla $V_{CE}$ dei transistori ($V_{CE\ max}$ = 32 V).

Per una data potenza d'uscita una maggiore tensione di alimentazione significa ridurre la corrente di assorbimento, riducendo i problemi dovuti al ronzio.

Le resistenze di emettitore da 1 Ω ($R_{35}$, $R_{36}$) servono per due distinti scopi:

1) per provvedere alla reazione cc per la stabilizzazione dei punti di funzionamento;

2) in congiunzione con il collegamento particolare dell'altoparlante adatto in questo circuito, per assicurare che i transistori non conduttori siano certamente interdetti.

Nei circuiti dove lo stadio pilota è accoppiato a trasformatore allo stadio di uscita, il trasformatore pilota fornisce la

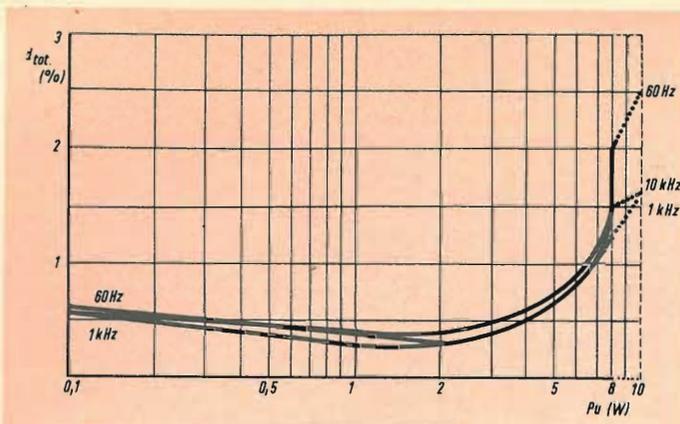



Fig. 3 - Curva di distorsione armonica in funzione della potenza d'uscita.

necessaria tensione base-emettitore per interdire il transistore non conduttore. Nel circuito da noi trattato, che impiega uno stadio pilota a simmetria complementare ad accoppiamento diretto, una tale tensione di interdizione non è necessaria. Comunque, una tensione di interdizione è necessaria perchè la tensione di rottura collettore-emettitore (con una resistenza base-emettitore da 69 Ω) può essere minore di 20 V alle alte temperature della giunzione.

La polarizzazione inversa richiesta si può ottenere collegando il carico all'emettitore invece che fra il punto di mezzo « A » e la massa, come si fa in pratica nei circuiti push-pull a simmetria complementare. La corrente di carico del transistore conduttore passa attraverso la resistenza di emettitore del transistore non conduttore, facendo diventare l'emettitore negativo rispetto alla base, per esempio, interdicendolo sicuramente.

Poichè la corrente di carico non passa attraverso il resistore di emettitore del transistore conduttore, non si sviluppa nessuna reazione CA; comunque c'è una perdita nella potenza d'uscita del 12,5% poichè il carico totale consiste di un resistore di emettitore di 1 Ω più l'impedenza di 7 Ω dell'altoparlante.

L'impedenza ottima dell'altoparlante è di 7 Ω, ma un'impedenza maggiore causerà delle perdite nella potenza d'uscita ($P_{o\ max}$ = 4,8 W per una $Z_L$ = 15 Ω) senza danneggiare i transistori. Un limite viene regolato alla più bassa impedenza dell'altoparlante dalla massima corrente di collettore permessa ($Z_{L\ min}$ = 4 Ω) e la potenza d'uscita è limitata dalla regolazione dell'alimentazione a 9 W. Il condensatore d'accoppiamento all'altoparlante $C_{19}$ dovrebbe avere una capacità di 1000 μF per assicurare una buona risposta di frequenza.

La dissipazione massima dei transistori di uscita nelle più sfavorevoli condizioni è di circa 4 W. Con i dissipatori di calore usati, l'amplificatore può funzionare con temperature ambiente fino a 60 °C.

Si deve fare attenzione a non cortocircuitare i terminali dell'altoparlante mentre l'amplificatore è pilotato, perchè i transistori finali verrebbero danneggiati.

### Potenza d'uscita

La potenza d'uscita massima è misurata all'inizio del taglio dei picchi ed è ovvio che il suo livello dipende dal livello della tensione di alimentazione. La massima potenza d'uscita ottenibile dipende dalla regolazione della potenza d'alimentazione.

Nell'amplificatore qui descritto gli inizi del taglio dei picchi cominciano con una potenza d'uscita sinusoidale di 2 × 8 W con entrambi i canali pilotati contemporaneamente. Con la tensione di alimentazione mantenuta a 30 V, il taglio dei picchi inizia con una potenza di 2 × 10 W. Poichè l'assorbimento di corrente dell'amplificatore pilotato con un segnale forte (pieno orchestrale) è solo di circa 1/3 del valore di quando è pilotato da un'onda sinusoidale continua, la tensione di alimentazione non cadrà in modo apprezzabile nelle condizioni di normale funzionamento. Si può quindi dire che l'amplificatore ha una potenza musicale di 2 × 10 W.

### Invertitore di fase e stadio pilota

Una coppia di transistori complementari AC 127/AC 132 (npn/pnp) è usata per provvedere al pilotaggio dello stadio finale. Entrambi i transistori sono pilotati in fase e compiono una inversione di fase in virtù delle loro caratteristiche complementari.

Per assicurare la stabilità termica fino a una temperatura ambiente di 60 °C i transistori AC 127 dovrebbero essere montati su dissipatori di calore standard.

### Stadio pilota

Poichè il guadagno di tensione dell'invertitore di fase e degli stadi finali è minore dell'unità, lo stadio pilota deve dare un grande guadagno di tensione. Per questa ragione si è usato in questo stadio un transistore per RF a lega e diffusione tipo AF 118, che ha una bassa capacità di reazione e una bassa conduttanza d'uscita. Questo tipo di transistore assicura una buona risposta di frequenza con piccoli sfasamenti insieme ad un alto guadagno di tensione. Il carico del collettore è formato da $R_{23}$ e $R_{24}$.

Poichè gli stadi pilota, invertitore di fase e finale sono tutti accoppiati in continua, è richiesta specialmente nello stadio pilota, la stabilizzazione della CC in condizioni di funzionamento.

Le fluttuazioni della tensione di alimentazione sono compensate per mezzo di un diodo al silicio BA 100 mentre i cambiamenti di temperatura sono compensati da una resistenza NTC, $R_{29}$. La polarizzazione e le correnti di riposo dell'invertitore di fase e degli stadi finali sono regolate dal trimmer $R_{26}$. La tensione nel punto centrale « A » è stabilizzata per mezzo di una reazione CC attraverso $R_{34}$, $R_{28}$ e $R_{21}$. La tensione in « A » viene regolata con $R_{25}$ in modo tale da ottenere la massima potenza d'uscita. Questa tensione è leggermente maggiore della metà della tensione di alimentazione.

### Reazione

Poichè la frequenza di taglio dei transistori di uscita è alta (10 kHz) una moderata porzione di reazione è sufficiente per ottenere una buona risposta di frequenza ed un'elevata sensibilità.

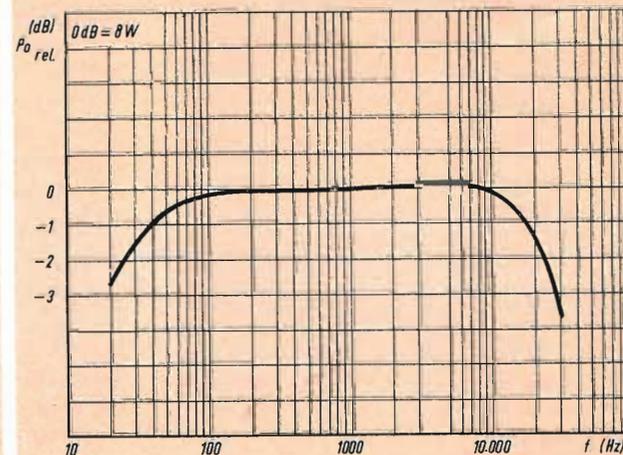



Fig. 4 - Risposta in frequenza dell'amplificatore stereofonico.

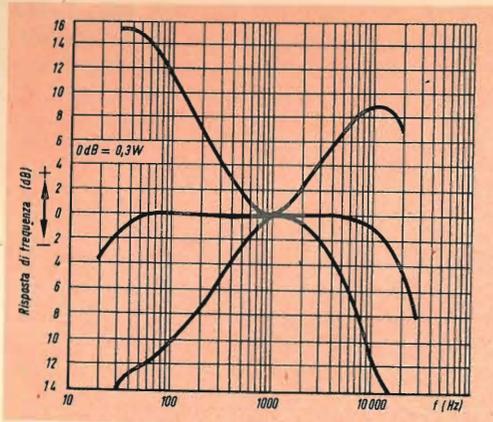



Fig. 5 - Curve di risposta in frequenza sotto l'azione dei controlli di tono.

Nel nostro caso si è applicata una reazione di 16 dB dall'uscita alla base dello stadio pilota attraverso $R_{30}$ e $C_{18}$. Se si desidera si può aumentare la reazione in modo considerevole riducendo il valore di $R_{30}$. Questo ridurrà la distorsione e diminuirà la sensibilità.

Con 16 dB di reazione l'impedenza di ingresso dell'amplificatore è di 120 Ω; si richiedono circa 40 μA (4,8 mV) per pilotare l'amplificatore in modo da ottenere il valore di uscita richiesto.

## Unità di controllo

Questa unità segue gli stessi criteri di semplicità su cui si basa l'intero amplificatore e consiste di due stadi preamplificatori muniti di un circuito di tono convenzionale. Per assicurare che lo stadio di uscita non sia sovraccaricato con segnali provenienti dalla sorgente, il controllo di volume viene regolato nella posizione bassa; comunque prove di ascolto mostrano che il rumore non è udibile alle normali distanze di ascolto. L'impedenza d'ingresso sulla base del primo transistore è di circa 7 kΩ con una sensibilità di 0,6 μA (circa 4 mV) per pilotare l'amplificatore per una potenza piena.

Un sintonizzatore a transistori potrebbe essere collegato direttamente al potenziometro $R_4$ del controllo di volume, mentre un sintonizzatore a valvole con la sua maggiore tensione d'uscita deve venire collegato all'ingresso del preamplificatore come mostrato nel circuito elettrico. Il preamplificatore deve presentare un'alta impedenza d'ingresso per i fonorivelatori piezoelettrici, perciò è stata inclusa una resistenza $R_3$ fra il controllo di bilanciamento e quello del volume.

L'impedenza d'ingresso su $R_2$ varia fra 340 kΩ ($R_{4\,max}$) e 530 kΩ ($R_{4\,min}$).

Con $R_4$ al massimo e $R_2$ (1 MΩ) in bilanciamento (circa 100 kΩ/900 kΩ) la sensibilità su $R_2$ è di 200 mV a pieno pilotaggio. Se il fonorivelatore richiede un valore maggiore di impedenza di carico del valore indicato sopra, vi è una sufficiente sensibilità per usare un'altra resistenza in serie $R_1$. Con $R_1 = 470$ kΩ la sensibilità è di 470 mV.

## Regolazioni

La corrente di riposo dello stadio finale deve essere regolata a 20 mA con $R_{26}$ (regolato a circa 200 Ω). La corrente attraverso i transistori invertitori di fase è di circa 3 mA. La tensione nel punto centrale « A » deve essere regolata per un taglio dei picchi simmetrico della forma d'onda d'uscita per mezzo di $R_{25}$. Il valore approssimativo della tensione nel punto « A » è di 15,5 V con il trimmer $R_{25}$ regolato a circa 500 Ω. La corrente di collettore del transistore AF 118 è di circa 2 mA.

I migliori risultati si ottengono osservando i risultati delle varie regolazioni su un oscilloscopio e a pieno pilotaggio.

## Alimentatore

L'alimentatore consiste di un semplice circuito ad onda piena (fig. 2). La tensione d'uscita CC varia fra 30 V in assenza di pilotaggio (52 mA) e 27,5 V a pieno pilotaggio (900 mA). Il trasformatore è avvolto su un pacco di lamierini quadrati di 3,17 cm, esso ha una tensione di uscita di $2 \times 22\ V_{eff}$ ed una impedenza della sorgente di 0,54 Ω per ogni mezzo avvolgimento.



Si è scelto il diodo BYY 20 per la sua bassa resistenza diretta e per la sua possibilità di sopportare l'alta corrente di apertura. Questo diodo è adatto anche perchè il suo terminale a treccia (anodo) può venire saldato direttamente all'involucro. Il valore della capacità del condensatore serbatoio $C_{20}$ non deve essere minore di quella indicata per poter mantenere il valore dell'ondulazione basso e provvedere così a fornire l'energia necessaria ad ottenere una potenza d'uscita conveniente.

## Costruzione

L'amplificatore è montato su piastre forate che ne facilitano il montaggio ad eccezione della parte alimentatrice e dei transistori finali. La struttura del telaio consiste di una versione alimentatrice sulla quale sono montati i diodi di potenza, i pannelli degli amplificatori, i transistori finali con i loro dissipatori di calore e i connettori d'ingresso e di uscita. Unita alla sezione alimentatrice, ma schermata da essa, ed elettricamente collegata per mezzo di connettori, sta l'unità di controllo che consiste di due pannelli con le unità di controllo e tutti gli altri controlli di funzionamento.

Il cablaggio dei vari componenti sui pannelli è stato disposto in modo da evitare ogni interferenza dovuta ai conduttori (figg. 6 e 7).

I collegamenti a massa sull'unità di controllo sono isolati dal proprio telaio e sono mandati al telaio dell'alimentatore attraverso i connettori d'ingresso schermati sul collegamento di massa dei terminali d'ingresso. Perciò nel circuito rettificatore fluiscono delle correnti CA, i conduttori fra i diodi e il condensatore serbatoio devono avere uno spessore notevole per mantenere la tensione di ondulazione su valori bassi.

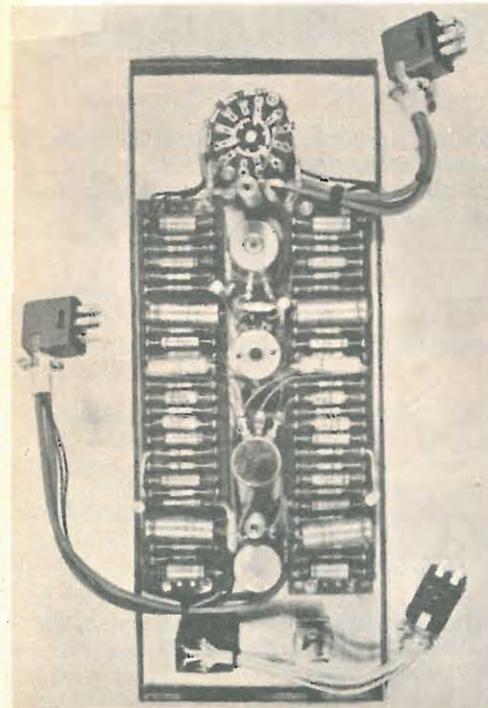



Fig. 6 - Vista d'assieme del pannello su cui è montato il preamplificatore.

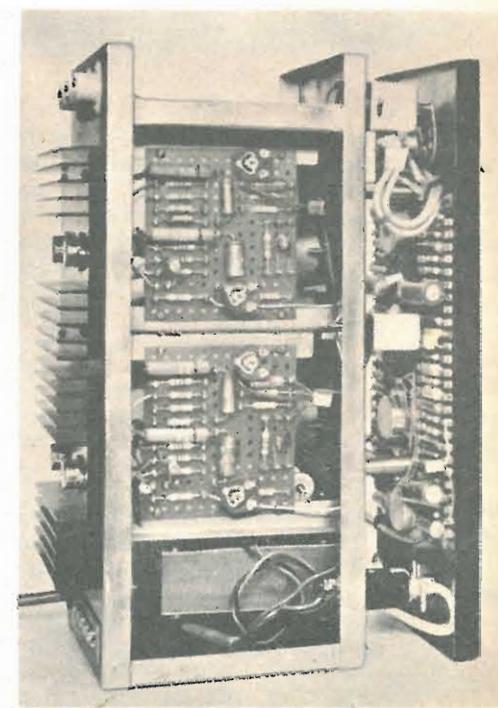



Fig. 7 - Vista d'assieme dell'amplificatore a cablaggio ultimato.

**PRESTAZIONI DELL'AMPLIFICATORE**

**Potenza d'uscita**

Con segnale sinusoidale: 8 W per canale
con segnale normale: 10 W per canale.

**Distorsione armonica totale** (fig. 3)

2,1% a 60 Hz
1,25% a 1 kHz
1,5% a 10 kHz

**Sensibilità**

amplificatore: 4,8 mV (40 µA) attraverso 120 Ω
con controllo di volume $R_4$: 4 mV (0,6 µA) attraverso 7 kΩ
con l'unità di controllo all'ingresso con $R_1$ = 0: 200 mV attraverso 340 kΩ
con l'unità di controllo all'ingresso con $R_1$ = 470 kΩ: 470 mV attraverso 810 kΩ

**Risposta di frequenza dell'amplificatore** (fig. 4)

Lineare fra 100 Hz e 10 kHz
a — 3 dB fra 18 Hz e 27 kHz

**Con i controlli di tono** (fig. 5)

riferiti a 1000 Hz
da — 12 dB a + 15 dB a 50 Hz
da — 11 dB a + 9 dB a 10 kHz

**Reazione nell'amplificatore**

16 dB
Impedenza d'uscita a 1 kHz
1,8 Ω

**Livello di rumore e ronzio**

del solo amplificatore — 64 dB rispetto alla potenza d'uscita nominale, con i controlli di tono inclusi — 55 dB

**Separazione dei canali**

31 dB a 1 kHz, 25 dB a 10 kHz

**ALFA**

**(Da « Miniwatt Digest »)**

*Sono in corso di studio tecniche di calcolo per valutare le fotografie di Tiros. Attualmente tale valutazione è eseguita manualmente dai meteorologi. Tali metodi manuali prevedono la stesura di una quadrettatura a scala e prospettiva identiche a quelle delle immagini ottenute dal satellite. Queste quadrettature, utilizzate in congiunzione con le linee di orizzonte e con i dati di posizione ricavati dal calcolatore, servono a determinare l'orientamento delle immagini. Dopo avere sovrapposto l'opportuna quadrettatura a ciascuna fotografia, vengono usate altre tecniche manuali per trasferire i dati dalla veduta fotografica prospettica ad una scala Mercator. Tale procedimento richiede l'opera di analisti specializzati per rilevare le caratteristiche salienti della fotografia.*

*Tiros 1° ha inviato 23.000 fotografie nel giro di due mesi e mezzo. I nuovi satelliti meteorologici trasmetteranno un numero maggiore di fotografie ad ogni orbita, e, inoltre, resteranno in funzione più a lungo. E' evidente che se si vogliono utilizzare pienamente tutti i dati inviati dal satellite, sarebbe estremamente utile una valutazione automatica dei dati. Con l'impiego di un calcolatore è possibile ricostruire l'immagine in proiezioni Mercator.*

*Gli ultimi modelli di frigorifero prodotti dalla Frigidaire Division della General Motors Corporation non toccano terra. La pressione dell'aria necessaria a sollevare il frigorifero è fornita da un normale aspirapolvere domestico ed è sufficiente la pressione di un dito per spostare poi il frigorifero senza rigare il pavimento.*



# CONTROLLO DEI TONI

**Si descrive un circuito di compensazione dei toni bassi e acuti, di tipo Baxandall con un campo di compensazione di circa ± 19 dB. L'alimentazione del circuito è a 12 $V_{cc}$; i transistori usati sono del tipo OC 75.**

Il circuito di compensazione di toni, è equipaggiato con due transistori OC 75; esso è del tipo Baxandall, sistema molto usato nei preamplificatori a valvole.

Le caratteristiche principali che si sono ottenute sono le seguenti:

Campo di compensazione: ± 19 dB per frequenze da 20 Hz a 25 kHz

Risposta di frequenza: lineare fra 15 Hz a — 1 dB e 80 kHz a — 3 dB.

Guadagno di tensione: 0,93.

Tensione di uscita nominale: 110 mV.

Distorsione armonica: minore dello 0,2 per cento in tutta la gamma udibile per una uscita nominale.

Rapporto segnale disturbo: migliore di 66 dB riferito a 100 mV.

Si deve notare che, con la stabilizzazione del punto di lavoro di entrambi i transistori, si usa l'accoppiamento diretto fra gli stadi e la reazione negativa cc.

## Descrizione del circuito

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico del circuito; si può vedere che all'ingresso si trova un circuito a ponte selettivo che presenta tre terminali. Il terminale « A » è per il segnale d'ingresso; il terminale « B » per il pick-up e « C » è il punto di mezzo d'uscita del ponte collegato alla base del transistore $T_1$.

Questo transistore funziona come «emitter follower» all'effetto dell'alta impedenza d'ingresso che presenta nel punto « C » e si ottiene in questo modo un controllo di segnale maggiore sulla sua base.

La base riceve una polarizzazione negativa del collettore di $T_2$ attraverso il partitore di tensione formato da $R_5$ - $R_7$ e $R_8$ nel quale il condensatore $C_8$ è predisposto per evitare la reazione negativa del segnale.

L'emettitore di $T_1$ è accoppiato direttamente alla base di $T_2$, così che l'insieme di

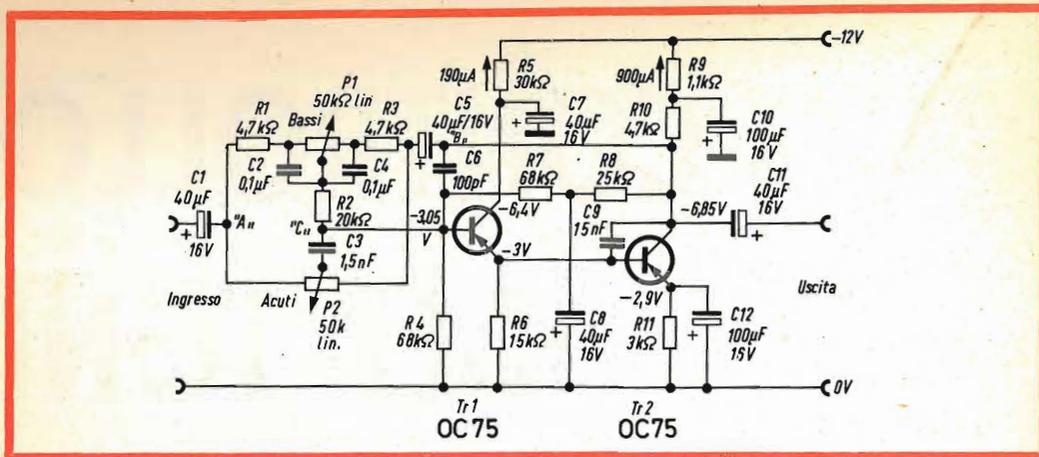



Fig. 1 - Schema elettrico del circuito per il controllo di tono, tipo Baxandall.

**COMPONENTI**

**Resistori**

Tutti i resistori sono da ½ W, 10% a carbone

$R_1$ = 4,7 kΩ
$R_2$ = 20 kΩ
$R_3$ = 4,7 kΩ
$R_4$ = 68 kΩ
$R_5$ = 30 kΩ
$R_6$ = 15 kΩ
$R_7$ = 68 kΩ
$R_8$ = 25 kΩ
$R_9$ = 1,1 kΩ
$R_{10}$ = 4,7 kΩ
$R_{11}$ = 3 kΩ

**Condensatori**

$C_1$ = 40 μF, 16 V elettrolitico
$C_2$ = 0,1 μF, 125 V poliestere
$C_3$ = 1,5 nF, pin-up ceramico
$C_4$ = 0,1 μF, 125 V poliestere
$C_5$ = 40 μF, 16 V elettrolitico
$C_6$ = 100 pF, ceramico tubolare
$C_7$ = 40 μF, 16 V elettrolitico
$C_8$ = 40 μF, 16 V elettrolitico
$C_9$ = 1,5 nF, pin-up ceramico
$C_{10}$ = 100 μF, 16 V elettrolitico
$C_{11}$ = 40 μF, 16 V elettrolitico
$C_{12}$ = 100 μF, 16 V elettrolitico

**Potenziometri**

$P_1$ = 50 kΩ lineare
$P_2$ = 50 kΩ lineare

**Transistori**

$T_1$ = OC 75 al germanio PNP
$T_2$ = OC 75 al germanio PNP

entrambi i transistori presenta una reazione cc che rende possibile di stabilizzare convenientemente i punti statici di lavoro. Tenendo conto della necessità di mantenere basso il fattore di rumore e di lasciare anche un'adeguata variazione del segnale, libero da distorsione armonica, i punti di lavoro vennero fissati come segue:

Transistore $T_1$: $I_C$ = 190 μA
$V_{CE}$ = 3,4 V
Transistore $T_2$: $I_C$ = 0,9 mA
$V_{CE}$ = 3,95 V

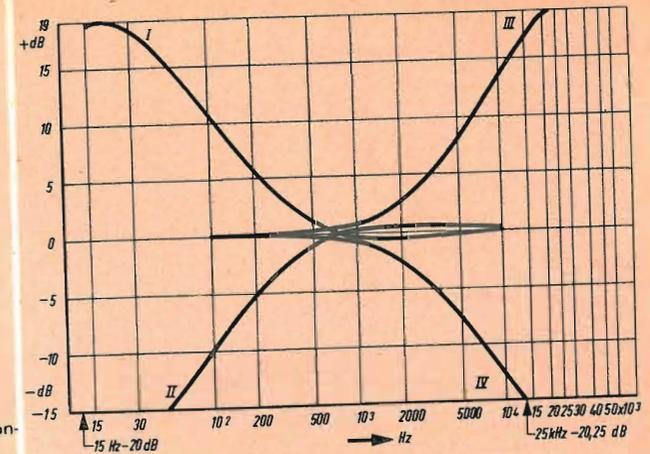
Si può sommare l'azione dei controlli in questo modo. Con i contatti dei potenziometri $P_1$ e $P_2$ posti nel punto di mezzo, si ottiene una risposta lineare dei bassi e degli acuti, perchè i livelli di impedenza delle tensioni del segnale e della reazione sono bilanciate. Portando i contatti del potenziometro verso sinistra, l'impedenza del segnale d'ingresso diminuisce e aumenta la reazione, con ciò si ottiene un'azione di rialzamento della tensione; quando invece si ruotano a destra si ha il caso con-



Fig. 2 - Curve illustranti l'azione dei controlli di tono nelle posizioni estreme.

trario, ottenendo una conseguente attenuazione dei bassi e degli acuti.

Si deve notare l'importanza di pilotare il sistema per mezzo di un generatore a tensione costante per ottenere un'azione più efficace.

Finalmente, la presenza dei condensatori di reazione $C_7$ e $C_9$, necessari a limitare la risposta di frequenza a seconda dello spostamento di fase introdotto dai transistori in alta frequenza, possono causare instabilità nel circuito. Questo migliora anche il fattore di rumore.

## CARATTERISTICHE

### Stadio di polarizzazione

Nel circuito di fig. 1 sono riportate le tensioni e le correnti di polarizzazione.

### Azione dei controlli di tono

Il diagramma di fig. 2 mostra le seguenti curve:

I) Massima esaltazione dei bassi (controllo degli acuti in posizione lineare).

**TABELLA 1**

| | Frequenza (Hz) | 15 | 100 | 1000 | 10000 | 25000 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Controlli in posizione lineare | Tensione d'ingresso (V) | 1,9 | 1,94 | 1,41 | 1,21 | 0,625 |
| | Tensione d'uscita (V) | 1,76 | 1,8 | 1,2 | 1,16 | 0,6 |
| Max esaltazione bassi (acuti lineari) | Tensione d'ingresso (V) | 0,225 | 0,630 | 1,41 | 1,21 | 0,625 |
| | Tensione d'uscita (V) | 1,76 | 1,9 | 1,25 | 1,12 | 0,600 |
| Max attenuazione bassi (acuti lineari) | Tensione d'ingresso (V) | 9,2 | 4,37 | 1,4 | 1,38 | 0,630 |
| | Tensione d'uscita (V) | 0,850 | 1,22 | 1,27 | 1,26 | 0,600 |
| Max esaltazione acuti (bassi lineari) | Tensione d'ingresso (V) | 2,21 | 1,95 | 1,26 | 0,365 | 0,070 |
| | Tensione d'uscita (V) | 1,9 | 1,83 | 1,25 | 1,45 | 0,600 |
| Max attenuazione acuti (bassi lineari) | Tensione d'ingresso (V) | 2,32 | 2,07 | 1,63 | 3,7 | 4,2 |
| | Tensione d'uscita (V) | 1,85 | 1,87 | 1,34 | 0,740 | 0,370 |

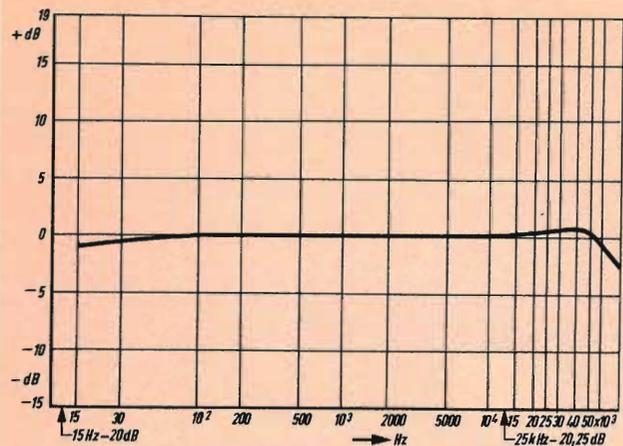



Fig. 3 - Curva di risposta in frequenza con i controlli in posizione lineare.

II) Massima attenuazione dei bassi (controllo degli acuti in posizione lineare).

III) Massima esaltazione degli acuti (controllo dei bassi in posizione lineare).

IV) Massima attenuazione degli acuti (controllo dei bassi in posizione lineare).

In fig. 3 è rappresentata la curva di risposta in frequenza rilevata con i controlli in posizione lineare.

Tutte le curve sono state ottenute pilotando l'apparecchiatura con un generatore a tensione costante.

L'azione dei controlli di tono a 1000 Hz è la seguente:

**Controllo dei bassi:**

con esaltazione massima — 0,2 dB
in posizione intermedia — 0,8 dB (max)
con attenuazione massima + 0,2 dB
in posizione intermedia + 1 dB (max)

**Controllo degli acuti**

con esaltazione massima + 0,8 dB (max)
con attenuazione massima — 0,8 dB (max)

Le prove del complesso furono effettuate misurando la massima tensione d'uscita senza taglio dei picchi e la tensione corrispondente per diverse frequenze e posizioni dei controlli. I risultati ottenuti sono riportati nella tabella 1.

**Impedenza d'ingresso**

L'impedenza d'ingresso del sistema è stata misurata in funzione della frequenza e per diverse posizioni dei controlli. I risultati sono ripartati nella tabella 2.

**TABELLA 2**

| | Frequenza (Hz) | 30 | 100 | 1000 | 10000 | 25000 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Posizione lineare | Impedenza d'ingresso (kΩ) | 14,7 | 11,5 | 4,37 | 4,1 | 4,2 |
| Posizioni estreme | Max esaltazione bassi, acuti lineari (kΩ) | 2,95 | 5,85 | 4,34 | 4,1 | 4,2 |
| | Max attenuazione bassi, acuti lineari (kΩ) | 23,8 | 14,8 | 4,25 | 4,1 | 4,2 |
| | Max esaltazione acuti, bassi lineari (kΩ) | — | 11,3 | 4,25 | 1,56 | 0,880 |
| | Max attenuazione acuti, bassi lineari (kΩ) | — | 7,4 | 4,5 | 6,54 | 6,95 |

**Conclusioni**

Il circuito descritto ha un largo margine di compensazione di tono, così che diventa molto utile per essere incorporato come stadio di controllo nei preamplificatori.

**ALFA**

(Da « Laboratory Report »)

# MISURA DEL BILANCIAMENTO PER COMPLESSI STEREOFONICI

**Descriviamo un metodo semplice per la misura del bilanciamento dei due canali di un amplificatore stereofonico, attuato mediante metodo visivo per mezzo di un tubo indicatore di sintonia.**

L'uguaglianza dei livelli del segnale d'uscita di due canali stereofonici è generalmente valutata a « orecchio » per la migliore riproduzione del suono stereofonico.

La regolazione del bilanciamento fra i due canali non causerà nessun difetto nella maggior parte dei casi, essendo talvolta, sufficiente il controllo di bilanciamento dell'amplificatore stereofonico o quello dei due controlli di volume dei canali separati.

Talvolta, comunque questa regolazione causerà delle difficoltà; questo si ha specialmente per camere che presentano una grande differenza fra i fattori di assorbimento del suono della parete di destra e quella di sinistra; camere di grandi dimensioni danno ottimi risultati in riguardo alla limpidezza del suono e alla identificazione dei suoni degli strumenti, combinati con un'area di percezione stereofonica massima.

In generale una registrazione monofonica, riprodotta attraverso una installazione stereofonica, risulta in uno pseudo suono stereofonico, che da all'ascoltatore l'impressione di una grande sorgente sonora situata proprio fra gli altoparlanti se l'intensità del suono da entrambi i lati è uguale rispetto alla posizione dell'ascoltatore.

Questo fenomeno è spesso usato per regolare il bilanciamento usando a questo scopo un disco monofonico di un solista con orchestra. Il suono del solista viene diretto per mezzo di un circuito di bilanciamento da un lato all'altro e poi posto nel mezzo degli altoparlanti.

Questo metodo non è molto esatto, infatti esso è selettivo e dipende dalla sensibilità aurale delle persone che effettuano la regolazione, così che l'uso di questo metodo dovrebbe essere evitato quando si richiedono risultati precisi; è chiaro che la regolazione del bilanciamento deve

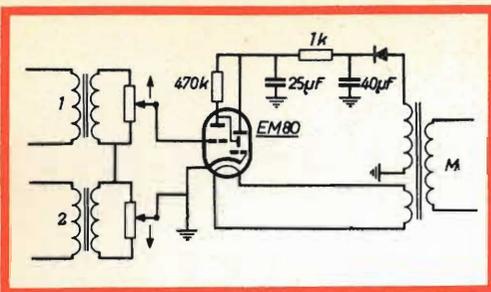



Fig. 1 - Schema elettrico del misuratore di bilanciamento equipaggiato con un tubo indicatore di sintonia. 1 = canale 1; 2 = canale 2; M = rete.

essere indipendente dalla sensibilità aurale sotto tutte le circostanze.

Un secondo metodo è quello di usare un sistema visivo, il circuito è riportato in fig. 1. Esso è equipaggiato di due trasformatori d'uscita che vengono usati inversamente come trasformatore di innalzamento, una coppia di potenziometri e un indicatore di sintonia. Gli avvolgimenti a bassa impedenza dei trasformatori vengono collegati ai terminali della bobina degli altoparlanti, i quali riproducono entrambi un segnale monofonico. I due avvolgimenti ad alta impedenza vengono collegati in controfase attraverso i potenziometri per il controllo della sensibilità, che sono comandati e funzionano nelle direzioni opposte alla griglia del tubo indicatore di sintonia.

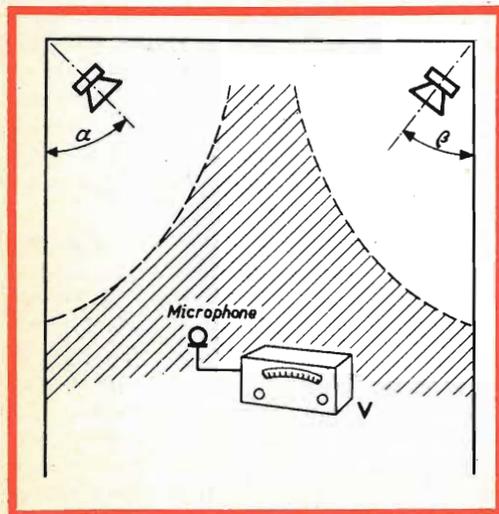



Fig. 2 - Esempio pratico della disposizione dei vari componenti per la misura del bilanciamento. V = voltmetro elettronico.

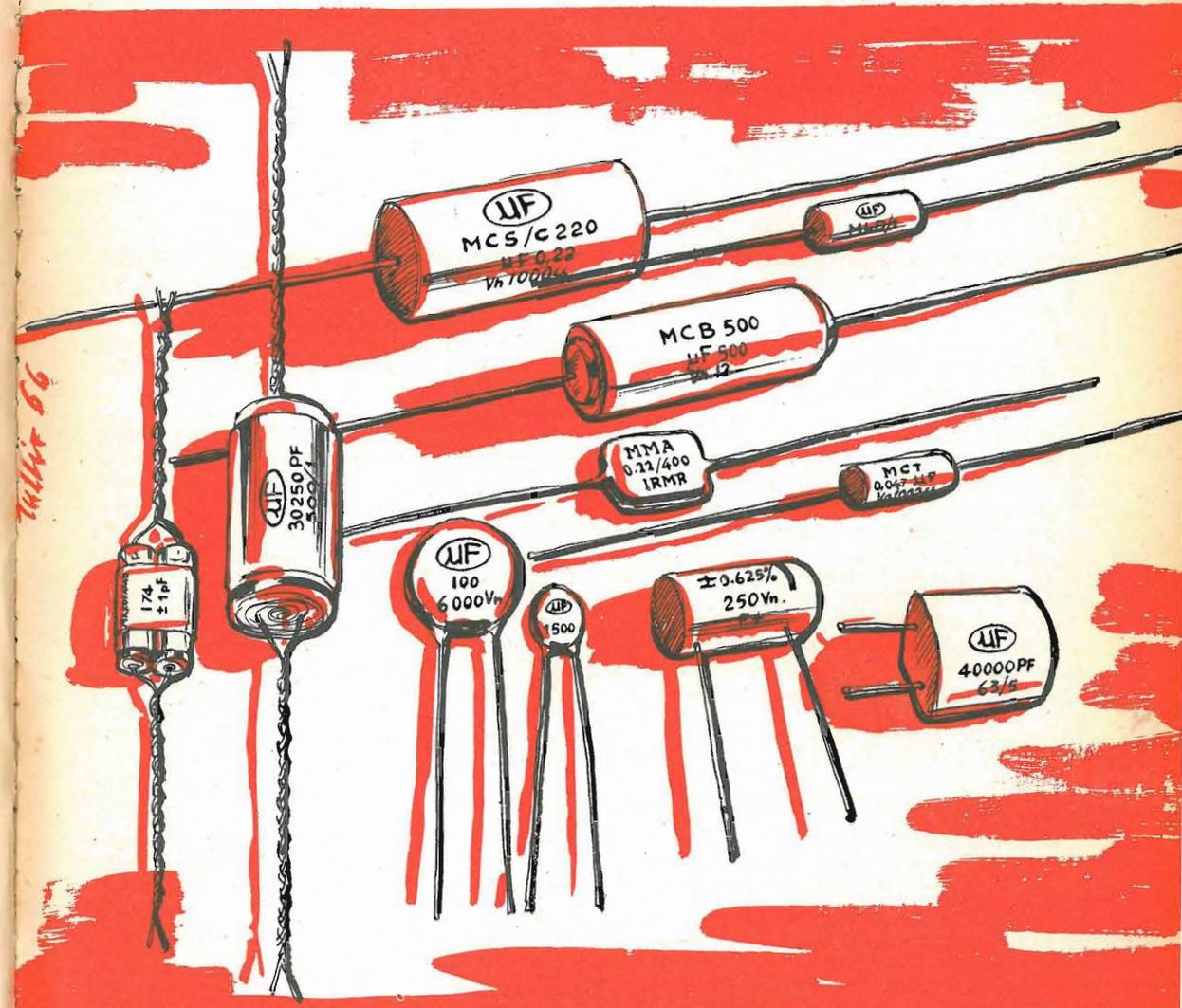
Le tensioni dei differenti canali ecciteranno l'indicatore di sintonia, ma i segnali, di fase e tensione uguale, non influenzeranno l'indicatore. Quindi se l'indicatore di sintonia rimane aperto nella sua posizione più sensibile si è ottenuto il bilanciamento elettrico.

Per ottenere un ottimo suono stereofonico è necessario che l'intensità del suono entro certi limiti sia uguale per tutte le frequenze udibili rispetto alla disposizione degli ascoltatori in ogni parte della sala d'ascolto a una certa distanza dalle sorgenti sonore.

A causa dei mobili, dei tappeti, delle tende e degli altri normali ornamenti ci sarà sempre una differenza fra i coefficienti di assorbimento del suono dei lati sinistro e destro della sala d'ascolto. Di conseguenza gli stessi valori di intensità sonora sui due lati non sono mai assicurati anche se si ottiene una identica intensità sonora nelle dirette vicinanze degli altoparlanti, in quanto il bilanciamento assoluto per tutte le frequenze fra il canale sinistro e quello destro è una proprietà definita dalla stanza in questione e non solo in parte dell'apparecchiatura.

Ora su questo importante punto il rivelatore di bilanciamento non esplica il suo compito, così che la corretta regolazione per ottenere risultati ottimi deve essere completata con strumenti di misura.

Questo si può ottenere con l'aiuto di un microfono avente una uscita elevata e una caratteristica di frequenza abbastanza lineare, collegato a un voltmetro elettronico sensibile (fig. 2).

Durante le misure i canali riproducono un rumore bianco registrato monofonicamente, o segnali ad onda quadra registrati stereofonicamente, in quanto entrambi questi segnali contengono tutte le frequenze udibili. Il controllo di bilanciamento dell'amplificatore stereofonico è posto durante questo tempo, inizialmente nella sua posizione centrale (i controlli di volume degli amplificatori separati sono

posti entrambi a un livello fisso) e gli angoli (α e β) degli angoli di irradiazione degli altoparlanti rispetto alle pareti vengono regolati in modo che la differenza massima di livello fra i canali non supera i 2 dB ai vari livelli sonori, se gli altoparlanti vengono messi in funzione o esclusi a turno e la posizione del microfono viene cambiata diverse volte allo scopo di coprire il massimo dello spazio dove si può percepire un reale suono stereofonico.

Le direzioni e le posizioni degli altoparlanti così ottenute, sono ora accoppiate direttamente e permanentemente alle proprietà di assorbimento del segnale a sinistra e a destra della sala d'ascolto.

Il controllo di bilanciamento dell'amplificatore stereofonico è usato durante la riproduzione dei dischi per le sue funzioni specifiche, ossia la correzione delle tensioni d'uscita dei dischi registrati con una differente tecnica di incisione o per adattare i canali alla personale curva di sensibilità dell'orecchio sinistro e destro delle diverse persone.

**ALFA**

**(Da « High-Fidelity Monitor »)**

*In un convegno, tenutosi recentemente a San Francisco, sotto l'egida dell'Associazione Medica Americana sono stati resi noti i risultati delle ricerche eseguite con un calcolatore elettronico su 368 casi di infarto.*

*L'impiego del calcolatore nella ricerca medica è ormai simile a quello del microscopio. L'uno e l'altro sono strumenti essenziali al ricercatore moderno che ottiene dal primo la possibilità di esaminare entità così piccole che l'occhio nudo non sarebbe mai in grado di percepire e dal secondo la possibilità di elaborare una quantità di dati clinici che i metodi tradizionali non consentirebbero mai di tenere in considerazione.*

*Oltre alle analisi statistiche di tipo tradizionale i ricercatori hanno eseguito una particolare analisi di gruppo. Attraverso successive selezioni è stato possibile isolare dal campione di studio dei gruppi elementari composti di pazienti con caratteristiche cliniche simili fra loro, ma estremamente dissimili da quelle dei pazienti di altri gruppi. Il calcolatore è stato in grado di formare 2000 gruppi al minuto ordinando in modo diverso i dati a disposizione, allo scopo di ottenere gruppi sempre meglio individuati.*

*In un primo gruppo, definito « della minore possibilità di sopravvivenza » sono stati riuniti 76 pazienti la cui caratteristica dominante era lo shock clinico.*

*In questo gruppo si è verificato l'85 % di mortalità.*

*Il secondo gruppo, comprendente il 20 % del campione di studio, era caratterizzato da episodi congestivi, terapie diuretiche e a base di digitale, e dilatazione di cuore. Il 60 % di questi pazienti non è sopravvissuto.*

*Nel terzo gruppo, detto « della massima probabilità di sopravvivenza », il calcolatore ha riunito il 40 per cento dei pazienti. Nessuno di essi è deceduto e il gruppo era caratterizzato dall'assenza assoluta di precedenti attacchi cardiaci e di shock clinici.*
*I risultati delle analisi statistiche hanno indicato chiaramente che lo shock clinico è l'elemento di prognosi più decisivo.*



# PREAMPLIFICATORE PER MICROFONO DINAMICO

**Si descrivono brevemente due semplici circuiti di preamplificatori adatti per microfono dinamico il primo e per fonorivelatore dinamico il secondo. Entrambi i circuiti sono equipaggiati con un solo transistore tipo AC 172 e di pochi altri componenti.**

Per l'impiego di un microfono dinamico a resistenza interna reale e praticamente compresa fra 200 e 500 Ω, si può considerare una tensione elettromotrice da 5 mV a 10 mV per pascal (0,5 — 1 mV/microbar). Queste caratteristiche sono idealmente adattate al transistore poichè questa resistenza interna si differenzia di poco dalla resistenza di adattamento per il ronzio.

Con una resistenza $R_g$ di 500 Ω e una tensione $e_g$ di 0,5 mV si può ottenere una differenza segnale/disturbo di circa 65 dB quando un transistore AC 172 viene impiegato nello stadio d'ingresso, regolato con una corrente di riposo di collettore di $I_c$ = 0,5 mA. Per ottenere questa differenza di livello, si fa in modo che il potenziometro del « volume » sia disposto in serie al primo stadio. La gamma di comando deve essere molto grande al fine che alle pressioni acustiche massime di 20 pascal (200 μbar), non si produca ancora l'effetto di limitazione, vale a dire che si devono poter ammettere ancora delle tensioni d'ingresso di 100 mV.

Questo non è possibile che utilizzando una resistenza di emettitore non disaccoppiata di $R_E \geq 100\sqrt{2}$ mV/$I_c$.

Perchè la perdita di amplificazione dovuta a questa resistenza resti più bassa possibile, si prende un valore di $R_E$ più basso possibile e dunque un valore di $I_c$ più grande possibile. Ma un elevato valore di $I_c$ dà sempre una differenza di livelli di segnale e di rumore meno favorevole ed è dunque necessario trovare una soluzione di compromesso. Questo consiste, per esempio, nel scegliere $I_c \simeq$ 1 mA e $R_E$ = 150 Ω.

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico completo di uno stadio di questo genere. La sua resistenza d'ingresso è minore di 6 kΩ e la sua pendenza, in corto circuito è di 5,6 mA/V circa.

Così la corrente d'uscita in corto circuito è di 2,8 μA con $e_g$ = 0,5 mV.

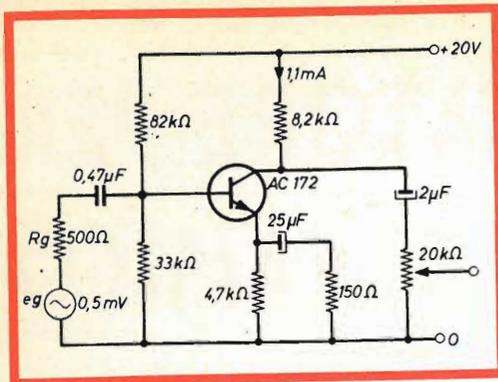



Fig. 1 - Schema elettrico di un preamplificatore con piccola resistenza d'ingresso per microfono dinamico.

È dunque un po' più grande della corrente massima del segnale di un fonorilevatore piezoelettrico impiegato con una resistenza preliminare di 500 kΩ sulla base. All'ingresso si pone un condensatore a carta di 0,47 μF in quanto i condensatori a carta danno un rumore minore dei condensatori elettrolitici.

La differenza di livello del segnale e del rumore in un montaggio sperimentale è di 61-63 dB con $e_g$ = 0,5 mV e $R_g$ = 500 Ω.

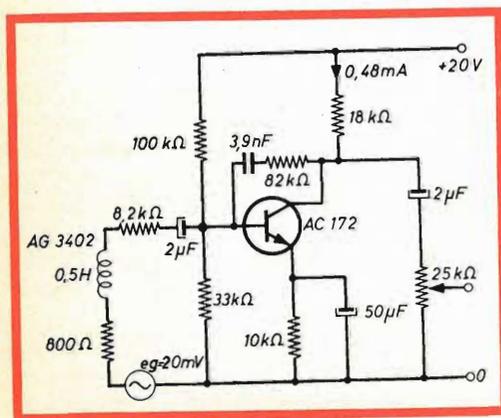



Fig. 2 - Schema elettrico del primo stadio del preamplificatore che serve per correggere la risposta in frequenza di un pick-up dinamico.

**Preamplificatore per fonorivelatore dinamico**

Con un fonorivelatore dinamico tipo Philips AG 3402, per esempio, si ottiene su ciascun canale una tensione elettromotrice di 2 mV a 1 kHz a una velocità di 1 cm/sec. A una velocità massima di 10 cm/sec, si ottiene una forza elettromotrice massima di 20 mV. L'induttanza è di 0,5 H e la resistenza in corrente continua di 800 Ω.

Il preamplificatore rappresentato in figura 2 è studiato per funzionare in modo particolare con un tale fonorivelatore.

La risposta in frequenza di questo preamplificatore tiene conto della caratteristica dei dischi microsolco. Un accoppiamento di contro reazione dipendente dalla frequenza dà alle frequenze inferiori a 500 Hz un guadagno di corto circuito inversamente proporzionale alla frequenza e un guadagno quasi costante alle frequenze superiori a 500 Hz. Una resistenza preliminare di 8,2 kΩ posta prima della base fa in modo che la resistenza d'ingresso sia superiore alla reattanza induttiva del fonorivelatore fino alla frequenza di 3 kHz circa.

In presenza di un segnale d'ingresso costante, la corrente del segnale resta costante fino a 3 kHz circa e aumenta in proporzione alla frequenza.

Con una $e_g$ = 20 mV, si misura una differenza di livello segnale/disturbo da 76 a 78 dB. La tensione di uscita è di 150 mV, la corrente alternata del collettore di 16 μA circa. Se la resistenza d'ingresso dello stadio seguente è minore o uguale a 3 kΩ, si ottiene, con il controllo di volume regolato al massimo, una caduta non ammissibile alle frequenze basse. Sarebbe necessario, in questo caso, di prevedere una resistenza in serie con il potenziometro del volume.

**ALFA**

**(Da « Application des semiconducteurs - La Radiotechnique »)**



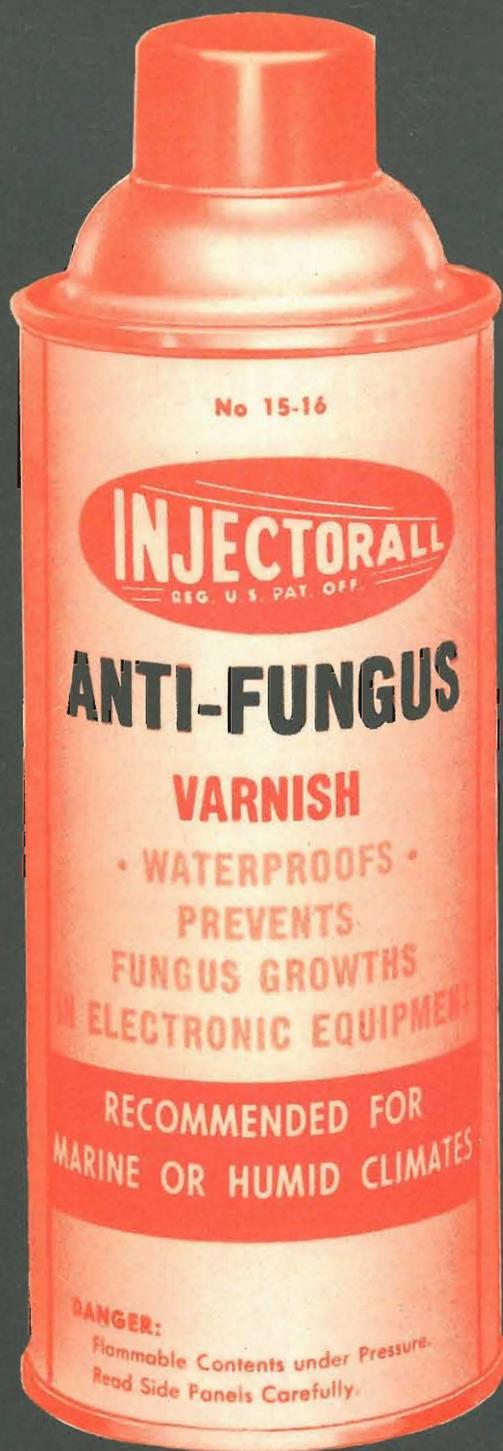
# REGISTRAZIONE SU DISCO DEI SEGNALI AUDIO E VIDEO

**Riportiamo qui di seguito una notizia puramente informativa che potrà interessare i nostri lettori: la possibilità di riprodurre programmi televisivi incisi su un normale disco a 33 giri per mezzo dei complessi fonografici di tipo convenzionale. Questo sistema sperimentato dalla Westinghause, potrebbe essere molto utile, per la sua semplicità d'impiego e il suo costo limitato, in molti campi di applicazione, ma soprattutto nell'insegnamento.**

Si è scoperto un sistema elettronico che permette di ottenere segnali televisivi da un disco fonografico. Insieme alle immagini anche la voce e la musica provengono dallo stesso disco. Il nuovo sistema audio e video della Westinghouse è stato chiamato « Phonovid », i segnali audio e video sono registrati e riprodotti elettronicamente.

Entrambi i segnali audio e video sono presenti sui solchi del disco ed entrambi vengono riprodotti dalla testina fonografica. Sui due lati del disco a 33 giri del diametro di 30 cm chiamato Videodisc, sono presenti fino a 400 immagini e 40 minuti di registrazione sonora.

Il suono che accompagna le immagini è

Il Videodisc in funzione su complessi di tipo convenzionale.

uguale, come qualità, alle radiodiffusioni trasmesse da una stazione radio in AM.

Il sistema sembra per le sue caratteristiche di facile impiego, poco costoso e quindi particolarmente adatto per impieghi educativi. Alcune applicazioni del sistema Phonovid sono:

a) Istruzione nelle aule scolastiche per le classi elementari, secondarie e per collegi.

b) Addestramento industriale e commerciale per venditori, meccanici ed altre persone in campi specializzati.

c) Addestramento in una grande varietà di occupazioni.

d) addestramento militare.

e) Istruzioni per la riparazione di apparecchiature a distanza.

Il Phonovid è portatile ed ha caratteristiche di grande flessibilità. La registrazione viene riprodotta su un giradischi ordinario e le immagini e il suono appaiono sui ricevitori televisivi in modo normale.

Alcune parti della registrazione si possono ripetere od omettere per mezzo di normali comandi. Durante l'interruzione del suono, l'immagine continua ad apparire sullo schermo televisivo. L'intera operazione non è più complicata della riproduzione di un normale disco ad alta fedeltà.

Senza bisogno di alcuna modifica il Phonovid può venire integrato in televisione a circuito chiuso e nei diversi standard televisivi. Il giradischi e il ricevitore televisivo sono entrambi del tipo convenzionale.

Il componente chiave che lega i complessi e rende possibile questo sistema, consiste di circuiti elettronici progettati appositamente per far funzionare un convertitore.

L'informazione proveniente dal disco è immagazzinata nell'analizzatore del convertitore per mezzo di tubi speciali. I tubi formano e rivelano un'immagine TV completa ogni sei secondi. Una immagine è riprodotta ripetutamente e rivelata durante il tempo in cui la successiva è formata dalla informazione video nei solchi del disco.

**F. T.**

**(Da « International Electronics »)**





# CONVERTITORE TRANSISTORIZZATO metri 2

**Si descrive un convertitore a transistori adatto per la banda dei 2 metri, le cui caratteristiche principali sono: costruzione molto semplice, eccellente rapporto segnale disturbo e buona stabilità.**
**Per il circuito d'ingresso VHF di un convertitore transistorizzato per la banda dei 2 metri, si può scegliere fra i due tipi di montaggi seguenti:**
**1) montaggio con emettitore a massa;**
**2) montaggio con base a massa.**

Il tipo di circuito con emettitore a massa corrisponde al montaggio con catodo a massa, utilizzato nei circuiti equipaggiati con valvole. Il guadagno ottenuto con questo montaggio è molto elevato; però consigliamo questo tipo di montaggio alle persone che abbiano già una buona dose di esperienza in questo campo.

### Montaggio con base a massa

Un montaggio più stabile è quello in cui la base viene collegata a massa (questo metodo corrisponde all'amplificatore con griglia a massa nei circuiti a valvole). In confronto al montaggio con emettitore a massa, quello con base a massa presenta l'inconveniente che il guadagno è minore. Per ottenere un montaggio di ingresso VHF eccellente, si possono montare in serie due stadi con base a massa che assicurano una forte amplificazione, una migliore soppressione della frequenza immagine e una buona stabilità purchè siano rispettate le condizioni seguenti:

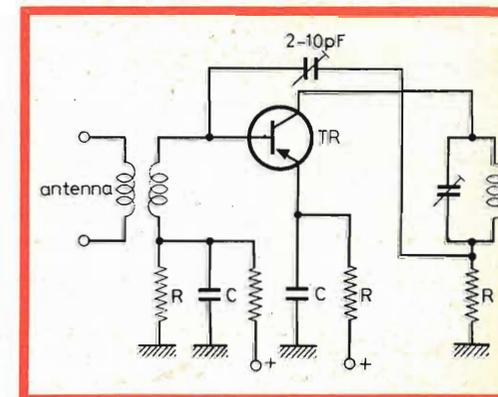



Fig. 1 - Esempio di montaggio con emettitore a massa. C = condensatore di disaccoppiamento RF.

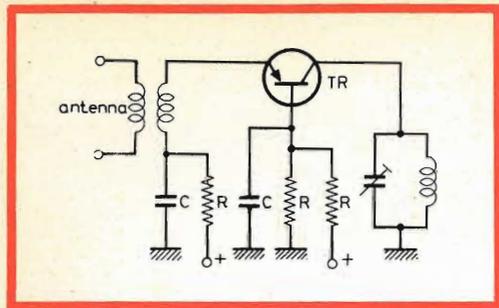



Fig. 2 - Esempio di montaggio con base a massa. C = condensatore di disaccoppiamento RF.

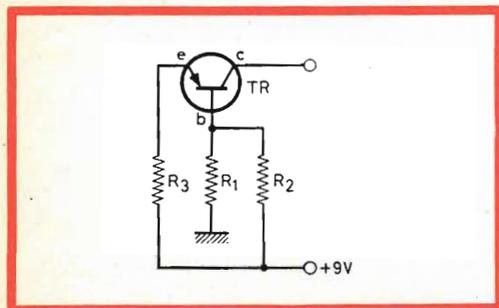



Fig. 3 - Circuito base del transistore PNP tipo AF 102.

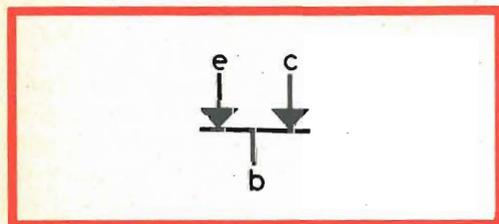



Fig. 4 - Il transistore è scomposto per semplicità in due diodi.

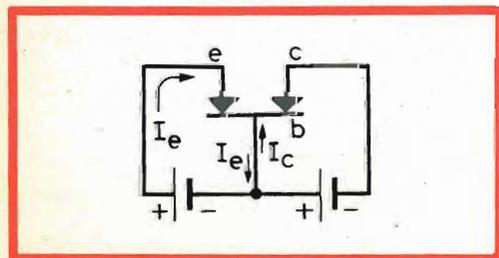



Fig. 5 - Senso delle correnti circolanti nel transistore.

1) Il circuito del collettore non deve minimamente agire sul circuito d'emettitore. È dunque necessario prevedere una schermatura fra i due circuiti.

2) È indispensabile scegliere il metodo corretto per regolare i transistori, in modo che la reazione fra il collettore e l'emettitore non provochi una oscillazione parassita.

Prima di passare al calcolo determinante la regolazione dei transistori faremo qualche osservazione sulla « teoria » dei transistori stessi. A questo scopo, partiremo dal montaggio con base a massa che è quello utilizzato nel convertitore. Nel circuito di fig. 3, il transistore PNP (tipo AF 102) è, per così dire, costituito da due diodi collegati come in fig. 4. La freccia indica il senso di circolazione della corrente.

Se si applica allora all'emettitore una tensione positiva rispetto a quella del collettore, si avrà il montaggio di fig. 5.

Il diodo di destra (collettore-base del transistore) non sarà più conduttore a causa dell'elevata resistenza d'arresto. Una corrente circolerà quindi dall'emettitore verso la base (diodo di sinistra); questa è la corrente di emettitore $I_e$. Per mantenere questa corrente a una intensità determinata, si inserisce nel circuito emettitore-base una resistenza limitatrice: $R_3$ di fig. 3. La corrente di emettitore massima ammissibile è indicata dal fabbricante del transistore.

Sotto l'effetto della corrente di emettitore, le caratteristiche del transistore vengono modificate, in modo che la resistenza d'arresto del diodo collettore-base diminuisce o aumenta. Nel nostro caso questa resistenza diminuisce, una corrente verrà applicata al collettore, a partire dalla base: la corrente di collettore $I_c$. La corrente di base $I_b$ è dunque uguale a $I_e—I_c$; si avrà allora: $I_e = I_c + I_b$. Più la corrente di base è bassa, più il coefficiente di amplificazione di corrente $\alpha$ è elevato (il coefficiente di amplificazione di corrente è uguale al rapporto fra la corrente di collettore e quella di base). Per il montaggio con base a massa, questo coefficiente è sempre inferiore a 1 (0,92 ÷ 0,99).

Questo implica che, l'impedenza d'ingresso e quella di uscita sono uguali, il montaggio non darà più una amplificazione, ma una attenuazione. L'impedenza di ingresso di un transistore inserito in un circuito con base a massa è tuttavia piccola (50 Ω circa) di modo che si può ottenere una buona amplificazione di potenza.

In riferimento alla fig. 3, i dati essenziali di cui abbiamo bisogno per la regolazione del transistore AF 102 sono i valori di $R_1$, $R_2$ e $R_3$. La resistenza d'emettitore $R_3$ deve essere scelta in modo:

1) da limitare la corrente d'emettitore;

2) da non influire sull'impedenza d'ingresso a debole valore ohmico

È noto che con una frequenza di 150 MHz circa, il transistore AF 102 funziona in modo migliore quando $I_c$ è uguale a 1,5 — 2 mA. Come abbiamo già detto, $I_c$ è praticamente uguale a $I_e$. Se scegliamo per la resistenza di emettitore $R_3$, un valore di 1 kΩ (valore elevato rispetto alla impedenza d'ingresso di circa 50 Ω del transistore) lo smorzamento sarà trascurabile. La tensione su $R_3$ sarà allora:

$$V_{R3} = I_e \times R_3 = 2 \text{ mA} \times 1 \text{ k}\Omega = 2 \text{ V}$$

Con una tensione della batteria di 9 V, la tensione sull'emettitore sarà di

$$9 \text{ V} — V_{R3} = 7 \text{ V}$$

La tensione —$V_{be}$ è indicata dal costruttore del transistore. Per l'AF 102, la tensione —$V_{be}$ è uguale a 0,3 V.

In questo caso il diodo emettitore-base non sarà conduttore se non quando esiste fra la tensione di base e quella di emettitore una differenza di 0,3 V. La tensione di base deve quindi essere inferiore di 0,3 V rispetto a quella di emettitore; essa deve perciò avere un valore uguale a 7 — 0,3 = 6,7 V. Questo permette di determinare i valori di $R_1$ e di $R_2$ (fig. 3).

La corrente di base essendo molto debole ($I_b = I_e — I_c$) è trascurabile per i calcoli di modo che si ottiene un partitore di tensione con $R_1$ e $R_2$ secondo la fig. 6. La caduta di tensione su $R_1$ deve essere di 6,7 V, quella su $R_2$ sarà dunque di 9 — 6,7 = = 2,3 V.

Il rapporto fra $V_{R1}$ e $V_{R2}$ sarà di circa 3:1. Se si sceglie per $R_1$ un valore di 15 kΩ, $R_2$ sarà di 1/3 × 15 kΩ = 5 kΩ. Per $R_2$ si sceglierà un valore standard di 4,7 kΩ.

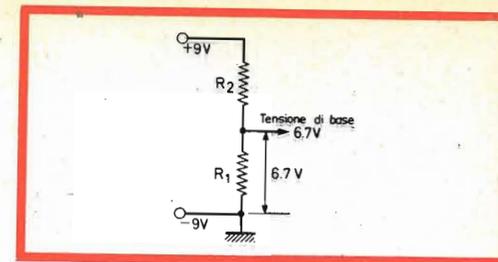



Fig. 6 - Partitore di tensione.

**Nota**

I valori del partitore di tensione, costituito da $R_1$ e $R_2$, devono essere scelti in modo che la corrente che le attraversa sia di debole intensità: nel caso considerato sarà di 0,45 mA circa.

### Stadio miscelatore

Per lo stadio miscelatore, vi sono due montaggi:

1) stadio miscelatore auto-oscillante

2) stadio miscelatore nel quale la tensione dell'oscillatore, generata separatamente, è applicata per via induttiva o capacitiva. Quest' ultimo metodo è preferibile, perchè nel caso degli stadi miscelatori e oscillatori separati, sarà possibile ottenere una sensibilità più elevata e si produrrà un minore irraggiamento.

Nel montaggio utilizzato per il convertitore, la base del transistore oscillatore è a massa (fig. 7), in modo simile cioè ai transistori di cui sono equipaggiati gli stadi RF.

Per mezzo di $L_1$ — $C_1$, il segnale dell'oscillatore è applicato induttivamente a

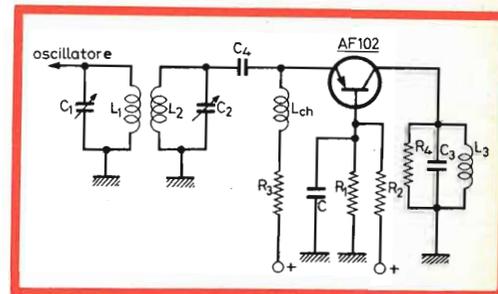



Fig. 7 - Stadio miscelatore equipaggiato con un transistore con base a massa. C = condensatore di disaccoppiamento RF.

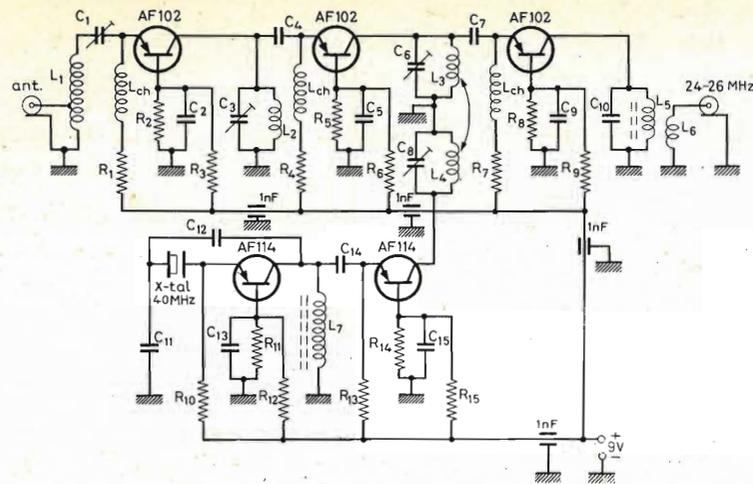



Fig. 8 - Schema elettrico del convertitore per la banda dei 2 metri.

## COMPONENTI

**Resistori**

Tutti i resistori sono da ¼ di W.

$R_1$ = 1 kΩ
$R_2$ = 15 kΩ
$R_3$ = 3,9 kΩ
$R_4$ = 1 kΩ
$R_5$ = 22 kΩ
$R_6$ = 5,6 kΩ
$R_7$ = 1 kΩ
$R_8$ = 10 kΩ
$R_9$ = 3,3 kΩ
$R_{10}$ = 220 Ω
$R_{11}$ = 18 kΩ
$R_{12}$ = 2,2 kΩ
$R_{13}$ = 270 Ω
$R_{14}$ = 14 kΩ
$R_{15}$ = 2,2 kΩ

**Condensatori**

$C_1$ = 0-25 pF trimmer
$C_2$ = 470 pF ceramico
$C_3$ = 0-25 pF ceramico
$C_4$ = 4,7 pF ceramico
$C_5$ = 470 pF ceramico
$C_6$ = 0-25 pF trimmer
$C_7$ = 4,7 pF ceramico
$C_8$ = 0-25 pF trimmer
$C_9$ = 470 pF ceramico
$C_{10}$ = 8,2 pF ceramico
$C_{11}$ = 47 pF ceramico
$C_{12}$ = 10 pF ceramico
$C_{13}$ = 470 pF ceramico
$C_{14}$ = 10 pF ceramico
$C_{15}$ = 470 pF ceramico

**Bobine**

$L_1$ = 5 spire di filo di rame smaltato da 1,2 mm; diametro della bobina: 7 mm; presa sulla 1ª spira dal lato di massa.

$L_2$ = 4 spire di filo di rame smaltato da 1,2 mm; diametro della bobina 7 mm.

$L_3$ = 3 spire di filo di rame smaltato da 1,2 mm, diametro della bobina 7 mm.

$L_4$ = 3 spire di filo di rame smaltato da 1,2 mm, diametro della bobina 7 mm.

$L_5$ = 23 spire di filo di rame smaltato da 0,3 mm, diametro della bobina 7 mm (avvolta su un supporto del tipo illustrato in fig. 11, con nucleo di ferro).

$L_6$ = 3 spire di filo di rame smaltato da 0,3 mm (avvolta sullo stesso supporto di $L_5$ dal lato di massa, vedere fig. 10).

$L_7$ = 12 spire di filo di rame smaltato da 0,7 mm; diametro della bobina: 7 mm, avvolta su un supporto del tipo illustrato in fig. 11, con nucleo di ferro.

$L_{ch}$ = induttanza, con 52 spire in filo di rame smaltato da 0,3 mm; diametro della bobina: 4 mm.

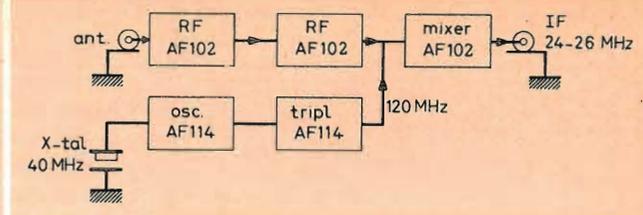
Quarzo: cristallo (3 armonica) da 40 MHz.



Fig. 9 - Schema a blocchi del convertitore.

$L_2$ — $C_2$, circuito di collettore del secondo transistore RF. Per mezzo di $C_4$, il segnale dell'oscillatore addizionato del segnale RF (145 MHz) viene applicato all'emettitore del transistore miscelatore. Il circuito del collettore $L_3$ — $C_3$ è accordato sulla media frequenza che è uguale alla frequenza del segnale RF (145 MHz), diminuito della frequenza dell'oscillatore.

Siccome, nel convertitore costruito, la frequenza dell'oscillatore è di 120 MHz, il circuito FI ($L_3$ — $C_3$) è accordato su 25 MHz. Poichè, in tutta la banda dei 2 m, la sensibilità sarà il più uniforme possibile, sarà necessario lo smorzamento di $L_3$ — $C_3$, con una resistenza $R_4$, di modo che la larghezza di banda sia di 2 MHz. Per quanto riguarda il circuito oscillatore utilizzato (fig. 8) pensiamo non vi sia bisogno di alcun commento.

### Esecuzione pratica del convertitore

Il convertitore comporta due stadi RF, equipaggiati con due transistori AF 102 montati con base a massa, seguiti da un terzo transistore AF 102, che funziona da miscelatore. Il circuito oscillatore che deve fornire il segnale miscelatore di 120 MHz si compone di due transistori AF 114.

Si è partiti da un cristallo di terza armonica da 40 MHz. Evidentemente è possibile partire da un'altra frequenza del cristallo.

È conveniente collegare il convertitore a un cavo d'antenna con bassa resistenza ohmica (impedenza di 75 Ω o di 52 Ω).

### Costruzione del convertitore (ved. fig. 10)

Il telaio su cui è montato il convertitore ha le seguenti dimensioni: lunghezza 14 cm, larghezza 4,5 cm, altezza 2,5 cm. La disposizione di ciascun componente montato sul telaio è indicata nella fig. 10 (vista da sopra). Il telaio e le squadrette sono in alluminio dello spessore di 0,5 mm.

Passiamo ora alle regolazioni necessarie per il buon funzionamento del complesso:

1) Con l'aiuto di un grid-dip, accordare tutti i circuiti nella banda di frequenze: $L_1$ — $C_1$, $L_2$ — $C_3$, $L_3$ — $C_6$ su 145 MHz; $L_4$ — $C_8$ su 120 MHz; $L_5$ — $C_{10}$ su 25 MHz e $L_7$ su 40 MHz.

2) Regolare successivamente su 1,5 — 2 mA le correnti di emettitore del 1° e 2° stadio RF e quello dello stadio miscelatore. A questo scopo si sceglieranno per $R_3$, $R_4$ e $R_9$ rispettivamente i valori desiderati.

3) Regolare l'oscillatore nel modo se-

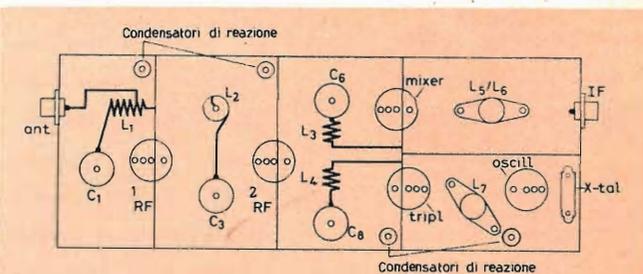



Fig. 10 - Schema di cablaggio del convertitore.

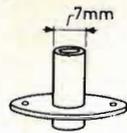



Fig. 11 - Supporto delle bobine $L_5$, $L_6$ e $L_7$.

guente: inserire un milliamperometro (gamma da 0 a 10 mA) fra la presa + 9 V della batteria e $R_{13}$. Con la batteria e il cristallo collegati, si deve ruotare il nucleo di $L_7$ in una posizione tale che la corrente di emettitore sia massima. In questo caso, il transistore oscilla. Per maggior sicurezza, si controllerà con il frequenzimetro o il grid-dip, se la frequenza è corretta (40 MHz).

4) Con $C_8$, accordare il circuito $L_4 - C_8$ su 120 MHz.

Il convertitore può allora essere collegato all'antenna e al ricevitore. Allorchè si capta un segnale di lunghezza d'onda di 2 metri, si passa alla regolazione fine dell'intensità del segnale massimo. Se quindi, si manovra ancora la manopola di sintonia, si vedrà che il ronzio non è più ripartito in modo uniforme su tutta la banda dei 2 m. In questo caso sarà utile collegare a $L_5 - C_{10}$ una resistenza di smorzamento, il cui valore può essere determinato a partire dalla formula $B = 1/2 \pi RC$, dove: B = larghezza di banda in Hz (in questo caso 2 MHz); R = valore della resistenza di smorzamento in $\Omega$; C = capacità totale, in Farad, di $L_5$; $\pi = 3,14$.

È evidente che l'impiego di questa resistenza avrà una notevole influenza sulla amplificazione.

**BETA**

**(Da « Digested Concern Literature »)**

# DATI TECNICI DEI TRANSISTORI

(cont. dal N. 3 - 1966)

**LA INTERPRETAZIONE DEI SIMBOLI CHE COMPAIONO NELLE TABELLE SI PUÒ TROVARE NEL N. 2-1965**

**SPIEGAZIONE DELLE SIGLE DEI COSTRUTTORI**

- **FSC** = Fairchild Semiconductor Division
- **PHIN** = Philips Gloeilampenfabrieken
- **STCB** = Standard Telephones & Cables
- **TRW** = TRW Semiconductors
- **TFKG** = Telefunken Gmbh
- **SGSI** = Società Generale Semiconduttori
- **SYL** = Sylvania Semiconductor
- **NONE** = Non specificato
- **GIC** = General Instrument Corp.
- **MOTA** = Motorola Semicon. Products
- **FCAJ** = Fujitsu Limited
- **HITJ** = Hitachi Ltd.
- **FERB** = Ferranti Ltd.
- **BRUB** = Brush Crystal General Micro-Electronic
- **CDC** = Continental Device Corp
- **GESY** = General Electric Semicon
- **SSD** = Sperry Semiconductor Div.
- **NAS** = National Semiconductor Corp.
- **RAYN** = Raytheon Semiconductor Division
- **TIIB** = Texas Instruments Ltd.
- **BEN** = Bendix Semicon Division Sprague Electric
- **LTTF** = Lignes Telegraphiques & Telephoniques
- **SIHG** = Siemens and Halske Aktiengesellschaft
- **TII** = Texas Instruments, Semicon-Components
- **RCA** = Radio Corp. of America
- **KSC** = KSC Semiconductor Corp.
- **ETC** = Electronic Transistors Corp.
- **WEC** = Western Electric
- **TEC** = Transitron Electronic Corp.

# DATI TECNICI DEI TRANSISTORI NPN AL SILICIO

(disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)



| TIPO | MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25 °C Pc (mW) | Frequenza di Taglio fαb (MHz) | Resistenza Termica in aria libera (°C/mW) / Massima temperatura | VALORI LIMITE 25°C BVcbo (V) | BVceo Ø-BVces §-BVcer (V) | BVebo (V) | Ic (mA) | Icbo Max. con Vcb max. a 25 °C (μA) | PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C – POLARIZZAZIONE Vcb Ø-Vce (V) | Ie Ø-Ic Δ-Ib (mA) | hfe †-hFE | EMETTITORE COMUNE hoe (umho) | hie (ohm) | hre (x10⁻⁴) | Cob (pF) | STRUTTURA | COSTRUTTORE |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 2N3117 | 360 | 96.0Δ | .49§J | 60 | 60 | 6.0 | 50 | .01Ø | 5.0Ø | .01Ø | 250†Δ | 40⧄ | 24K⧄ | 8⧄ | 4.5⧄ | PL | FSC |
| A306 | 360 | 100§Δ | .49§J | 25 | 20 | 5.0 | | .01Ø | 5.0Ø | .01Ø | 15†Δ | b 1⧄ | 32⧄ | 10⧄ | 6⧄ | PLØ | PHIN |
| A307 | 360 | 100§Δ | .49§J | 25 | 20 | 5.0 | | .01Ø | 5.0Ø | .01Ø | 30†Δ | b 1⧄ | 32⧄ | 10⧄ | 6⧄ | PLØ | PHIN |
| ME213 | 360 | 100§Δ | .49§J | 45 | 25 | 5.0 | 200 | .10Ø | 5.0Ø | 1.0Ø | 185 | | | | 6⧄ | PE | PHIN |
| ME213A | 360 | 100§Δ | .50§J | 45 | 25 | 5.0 | | .10Ø | 5.0Ø | 1.0Ø | 70Δ | | | | 6⧄ | PL | PHIN |
| ME216 | 360 | 100§Δ | .49§J | 20 | 10 | 3.0 | 200 | .50Ø | 1.0Ø | 10Ø | 45†Δ | | | | 8⧄ | PE | PHIN |
| ME217 | 360 | 100§Δ | .49§J | 20 | 10 | 3.0 | 200 | .50Ø | 1.0Ø | 10Ø | 100†Δ | | | | 8⧄ | PE | PHIN |
| ME900 | 360 | 100§Δ | .49§J | 40 | 20 | 5.0 | | .01Ø | 5.0Ø | .10Ø | 70†Δ | b 1⧄ | 25Δ | 6⧄ | 6⧄ | PEØ | PHIN |
| ME900A | 360 | 100§Δ | .50§J | 40 | 20 | 5.0 | | .01Ø | 5.0Ø | .10Ø | 175†Δ | b1.0 | 25 | 6.0 | 6⧄ | PLØ | PHIN |
| ME901 | 360 | 100§Δ | .49§J | 40 | 20 | 5.0 | | .01Ø | 5.0Ø | .10Ø | 175†Δ | b 1⧄ | 25Δ | 6⧄ | 6⧄ | PEØ | PHIN |
| ME901A | 360 | 100§Δ | .50§J | 40 | 20 | 5.0 | | .01Ø | 5.0Ø | .10Ø | 70†Δ | b1.0 | 25 | 6.0 | 6⧄ | PLØ | PHIN |
| BFY26 ⧄ | 360 | 200§Δ | .48§J | 60 | 40 | 6.0 | 200 | .01 | 9.0Ø | 10Ø | 60† | | | | 5.5⧄ | PLØ | STCB |
| 2N2656 | 360 | 250§Δ | .49§J | 25 | 15 | 5.0 | 200 | .50Ø | 10Ø | .10Ø | 40Δ† | | | | 5.0 | PE | TRW |
| 2N2845 ⧄ | 360 | 250§Δ | .49§J | 60 | 30 | 5.0 | | .20Ø | 10Ø | 150Ø | 30†Δ | | | | 8⧄ | PE | FSC |
| 2N2847 ⧄ | 360 | 250§Δ | .49§J | 60 | 30 | 5.0 | | .20Ø | 10Ø | 150Ø | 40†Δ | | | | 8⧄ | PE | FSC |
| 2N3301 ⧄ | 360 | 250§Δ | .49§J | 60 | 30 | 5.0 | | .01Ø | 10Ø | 150Ø | 75†# | 410 | 380 | 22.5 | 8⧄ | PE | FSC |
| 2N3302 ⧄ | 360 | 250§Δ | .49§J | 60 | 30 | 5.0 | | .01Ø | 10Ø | 150Ø | 220†# | 440 | 780 | 19 | 8⧄ | PE | FSC |
| BFY27 | 360 | 250§Δ | .49§J | 70 | 50 | 5.0 | | .01Ø | 5.0Ø | 10Ø | 40†#Δ | | | | 3.5⧄ | PL | TFKG |
| C63 | 360 | 250§Δ | .49§A | 50 | 35 | 5.0 | | .025Ø | 5.0 | 10Ø | 35†Δ | | | | 3⧄ | PL | SGSI |
| C64 | 360 | 250§Δ | .49§A | 50 | 35 | 5.0 | | .025Ø | 5.0 | 10Ø | 65†Δ | | | | 3⧄ | PL | SGSI |
| PPT720 | 360 | 250§Δ | .49§J | 25 | 15 | 5.0 | 200 | .50Ø | 10Ø | .10Ø | 40†Δ | | | | 5.0 | PL | TRW |
| PT720 | 360 | 250§Δ | .49§J | 25 | 15 | 5.0 | 200 | .50Ø | 10Ø | .10Ø | 80† | | | | 5⧄ | PLDØ | TRW |
| PT2760 | 360 | 250§Δ | .49§J | 35 | 20 | 4.0 | 200 | 15Ø | 10Ø | 1.0Ø | 40†Δ | | | | 5.0 | PE† | TRW |
| 2N784A ⧄ | 360 | 300§Δ | .50▼J | 40 | 20§ | 5.0 | 200 | 100 | 1.0Ø | 10Ø | 88† | | | | 3.5⧄ | | SYL |
| 2N784A/46⧄ | 360 | 300§ | .50§J | 40 | 20§ | 5.0 | 200 | 100 | 1.0Ø | 10Ø | 88† | | | | 3.5⧄ | E | SYL |
| 2N784A/51⧄ | 360 | 300§Δ | .50▼J | 40 | 20§ | 5.0 | 200 | 100 | 1.0Ø | 10Ø | 88† | | | | 3.5⧄ | | SYL |
| 2N916 | 360 | 300§Δ | .49§J | 45 | 25 | 5.0 | 50 | .01Ø | 5.0Ø | 1.0Ø | 40Δ | 75 | 6000 | | 6⧄ | Ø | NONE |
| 2N2242 | 360 | 300§ | .50 | 40 | 15 | 5.0 | | .10 | 1.0Ø | 10 | 80† | | | | 6.0 | PE | FSC |
| 2N2318 | 360 | 300§ | .50 | 30 | | 5.0 | | 1.0 | .40Ø | 20 | 40† | | | | 5.0 | | GIC |
| 2N2481 ⧄ | 360 | 300§Δ | .48§J | 40 | 15 | 5.0 | | | 1.0Ø | 10Ø | 40†#Δ | | 60⧄ | | 5⧄ | DEΔ | MOTA |
| 2N2481 ⧄ | 360 | 300§Δ | .49§J | 40 | 15 | 5.0 | | .05Ø | 1.0Ø | 10Ø | 40†#Δ | | | | 5⧄ | | FSC |
| 2N3210 ⧄ | 360 | 300§Δ | .49▼S | 40 | 15 | 5.0 | 500 | .01Ø | 1.0Ø | 10Ø | 30†#Δ | | | | 6⧄ | | MOTA |
| 2SC55 | 360 | 300§ | .42§J | 25 | 25§ | 3.0 | 100 | .50Ø | 6.0Ø | 1.0 | 50 | | | | 4.0 | PL | FCAJ |
| 2SC62 ⧄ | 360 | 300§Δ | .49§J | 40 | 15 | 5.0 | 50 | .025Ø | 10Ø | 10Ø | 3.0 | | | | 6.0 | PL | HITJ |
| FM2242 | 360 | 300§ | .50 | 40 | 15 | 5.0 | | .10Ø | 1.0Ø | 10Ø | 80† | | | | 6.0 | PE | FSC |
| ZT708 | 360 | 300§ | .47▼ | 30 | | 5.0 | | .025 | 1.0 | 10 | 120 | | | | 6.0 | PL | FERB |
| 2N706C ⧄ | 360 | 320Δ | .49§J | 40 | 15 | 5.0 | 50 | 1.0Ø | 1.0Ø | 10Ø | 20Δ | | | | 5⧄ | ND | FSC |
| 2N947 | 360 | 320Δ | .49§J | 20 | 15§ | 3.0 | | 1.0Ø | 5.0Ø | 10Ø | 30†Δ# | | | | 8⧄ | PLΔ | FSC |
| 2N913 | 360 | 350 | §J | 25 | | 5.0 | | .05 | 1.0Ø | 10Ø | 75† | | | | 6.0 | PLE | FSC |
| 2N2501 ⧄ | 360 | 350§Δ | .49§J | 40 | | 6.0 | | | 1.0Ø | 10Ø | 150†⧄ | | | | 2.8 | PE | MOTA |
| 2N3009 ⧄ | 360 | 350§Δ | .49§J | 40 | 15 | 4.0 | 200 | | .40Ø | 30Ø | 30†#Δ | | | | 5⧄ | PE | FSC |
| N2N3013 ⧄ | 360 | 350§Δ | .48§J | 40 | 20 | 5.0 | 300 | .30§ | .40Ø | 30Ø | 35†#Δ | | | | 5⧄ | | NONE |
| 2N3211 ⧄ | 360 | 350§Δ | .49§J | 40 | 15 | 6.0 | 500 | 25m#Ø | 1.0Ø | 10Ø | 50†#Δ | | | | 4⧄ | | MOTA |
| 2N915 | 360 | 400Δ | .49§J | 70 | 50 | 5.0 | | .01Ø | 5.0Ø | 10Ø | 50†#Δ | | | | 3.5⧄ | PL | FSC |
| 2N919 ⧄ | 360 | 400§ | 16§J | 25 | 15 | 5.0 | 220 | 10 | 10Ø | 10 | 4.0 | | | | 5.0 | ME | BRUB |
| 2N920 ⧄ | 360 | 400§ | 16§J | 25 | 15 | 5.0 | 220 | 10 | 10Ø | 10Ø | 4.0 | | | | 5.0 | ME | BRUB |
| 2N921 ⧄ | 360 | 400§ | 16§J | 50 | 20 | 5.0 | 200 | 10Ø | 10Ø | 10Ø | 4.0 | | | | 4.0 | ME | BRUB |
| 2N922 | 360 | 400 | 16§J | 50 | 20 | 5.0 | 200 | 10Ø | 10Ø | 10Ø | 4.0 | | | | 4.0 | ME | BRUB |
| 2N3011 ⧄ | 360 | 400§Δ | .49§J | 30 | 12 | 5.0 | 200 | | .35Ø | 10Ø | 30†#Δ | | | | 4⧄ | PE | FSC |
| FM2894 ⧄ | 360 | 400§Δ | .49§J | 12 | 12 | 4.0 | | .08Ø | .50Ø | 30Ø | 40†Δ | | | | 6⧄ | PE | FSC |
| 2N708 ⧄ | 360 | 480Δ | .49§J | 40 | 15 | 5.0 | | .025Ø | 1.0Ø | 10Ø | 30†#Δ | | | | 6⧄ | PL | PHIN |
| 2N708/46⧄ | 360 | 480Δ | .49§J | 40 | 15 | 5.0 | | .025Ø | 1.0Ø | 10Ø | 30Δ | | | | 6⧄ | PL | SYL |
| 2N708/51⧄ | 360 | 480Δ | .49§J | 40 | 15 | 5.0 | | .025Ø | 1.0Ø | 10Ø | 30Δ | | | | 6⧄ | PL | SYL |
| 2N708A ⧄ | 360 | 480Δ | .49§J | 50 | 20 | 5.0 | | .01Ø | 1.0Ø | 10Ø | 40†Δ | | | | 6⧄ | PL | FSC |
| 2N914 ⧄ | 360 | 480Δ | .49§J | 40 | 15 | 5.0 | | 25nØ | 1.0Ø | 10Ø | 55†# | | | | 4.5 | PE | FSC |
| 2N914/46 | 360 | 480Δ | .49§J | 40 | 15 | 5.0 | | .025Ø | 1.0Ø | 10Ø | 30†#Δ | | | | 6⧄ | PEΔ | SYL |
| 2N914/51 | 360 | 480Δ | .49§J | 40 | 15 | 5.0 | | .025Ø | 1.0Ø | 10Ø | 30†#Δ | | | | 6⧄ | PEΔ | SYL |
| TC0914 ⧄ | 360 | 480Δ | .49§J | 40 | 15 | 5.0 | | 25nØ | 1.0Ø | 10Ø | 55†# | | | | 4.5 | PE | GME |
| 2N916 | 360 | 480Δ | .49§J | 45 | 25 | 5.0 | | .01Ø | 1.0Ø | 10Ø | 40†#Δ | | | | 6⧄ | PL | FSC |
| FM914 ⧄ | 360 | 480Δ | .49§J | 40 | 15 | 5.0 | | .025Ø | 1.0Ø | 10Ø | 55†# | | | | 4.5 | PE | FSC |
| FT1341 | 360 | 480Δ | .49§J | 25 | 10 | 5.0 | | .10Ø | 1.0Ø | 100Ø | 30†Δ# | | | | 8⧄ | PEΔ | FSC |
| 2N834A | 360 | 500§Δ | .49§J | | | | | | 1.0Ø | 10Ø | 25†# | | | | 3⧄ | PL | FSC |
| 2N3227 ⧄ | 360 | 500§Δ | .49§J | 40 | 40Ø | 6.0 | 200 | .40Ø | 1.0Ø | 10Ø | 100†Δ | | | | 4⧄ | EA | MOTA |
| 2N3013 ⧄ | 360 | 560Δ | .49§J | 40 | 15 | 5.0 | 200 | .30Ø | .40Ø | 30Ø | 30†#Δ | | | | 5⧄ | PE | FSC |
| 2N3014 ⧄ | 360 | 560Δ | .49§J | 40 | 20 | 5.0 | 200 | .30Ø | .40Ø | 30Ø | 30†#Δ | | | | 5⧄ | PE | FSC |
| FM3014 ⧄ | 360 | 560Δ | .49§J | 40 | 20 | 5.0 | 200 | .30Ø | .40Ø | 30Ø | 30†#Δ | | | | 5⧄ | PE | FSC |
| 2N2651 ⧄ | 360 | 600§ | .49§J | 40 | 30Ø | 5.0 | 500 | 10 | 1.0Ø | 10Ø | 25†Δ | | | | 4.0 | PL | FSC |
| 2N2368 ⧄ | 360 | 640Δ | .49§J | 40 | 15 | 4.5 | 500 | .40Ø | 1.0Ø | 10Ø | 40† | | | | 4⧄ | PEΔ | FSC |
| FM2368 ⧄ | 360 | 640Δ | .49§J | 40 | 15 | 4.5 | 500 | .40Ø | 1.0Ø | 10Ø | 40† | | | | 4⧄ | PEΔ | FSC |

# DATI TECNICI DEI TRANSISTORI NPN AL SILICIO

(disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)



| TIPO | MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25 °C Pc | Frequenza di Taglio fαb | Resistenza Termica in aria libera / MASSIMA TEMPERATURA | VALORI LIMITE 25°C | | | | ICBO Max. con VCB max. a 25 °C | PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C: POLARIZZAZIONE | | | EMETTITORE COMUNE | | | Cob | STRUTTURA | COSTRUTTORE |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | (mW) | (MHz) | (°C/mW) | BVCBO (V) | BVCEO Ø-BVCES §-BVCER (V) | BVEBO (V) | Ic (mA) | (μA) | VCB Ø-VCE (V) | IE Ø-Ic Δ-IB (mA) | hfe †-hFE | hoe (umho) | hie (ohm) | hre (x10-4) | (pF) | | |
| FT1324C | 360 | 640Δ | .49§J | 25 | 10 | 4.5 | 500 | .40Ø | 1.0Ø | 10Ø | 20†Δ# | | | | 5⍁ | PEΔ | FSC |
| 2N2369 ⍁ | 360 | 800Δ | .49§J | 40 | 15 | 4.5 | 500 | .40Ø | 1.0Ø | 10 | 80† | | | | 4⍁ | PE | FSC Ø |
| 2N2369A⍁ | 360 | 800Δ | .49§J | 40 | 15 | 4.5 | 500 | .40Ø | 1.0Ø | 10Ø | 40†Δ | | | | 4⍁ | PE | FSC Ø |
| TC2369A⍁ | 360 | 800Δ | .49§J | 40 | 15 | 4.5 | 500 | .40Ø | 1.0Ø | 10Ø | 40†Δ | | | | 4⍁ | PE | GME |
| FM2369 ⍁ | 360 | 800Δ | .49§J | 40 | 15 | 4.5 | 500 | .40Ø | 1.0Ø | 10Ø | 80† | | | | 4⍁ | PE | FSC Ø |
| FT1324B | 360 | 800Δ | .49§J | 25 | 10 | 4.5 | 500 | .40Ø | 1.0Ø | 10Ø | 40†Δ# | | | | 5⍁ | PEΔ | FSC |
| BFY10 | 375 | 50§Δ | | 45 | | | | | | | | | | | | D | PHIN |
| FM870 | 375 | 80.0Δ | .47§J | 100 | 60 | 7.0 | | .01Ø | 10Ø | 150Ø | 75†# | 9.0 | 2.3K | 3.0 | 15⍁ | PLΔ | FSC |
| FM871 | 375 | 96.0Δ | .47§J | 100 | 60 | 7.0 | | .01Ø | 10Ø | 150Ø | 130†# | 16.5 | 3.5K | 4.6 | 15⍁ | PLΔ | FSC |
| CDQ10032 | 385 | .50 | .35$A | 30 | 30 | 20 | 50 | .10 | .50 | .10Δ | 25 | 40 | 1700 | | 20 | PL† | CDC |
| 2N2909 | 400 | | .43§J | 60 | 40 | 7.0 | 1A | | 10Ø | 10Ø | 30†Δ | | | | 20⍁ | Δ | 2N2909 |
| 2N2350 ⍁ | 400 | 50§Δ | .43§J | 60 | 40 | 5.0 | 1A | .01Ø | 10Ø | 150Ø | 100†#Δ | | | | 20⍁ | PE | GESY Ø |
| 2N2350A⍁ | 400 | 50§Δ | .43§J | 60 | 40 | 5.0 | 1A | .01Ø | 10Ø | 150Ø | 100†#Δ | | | | 20⍁ | PE | GESY Ø |
| 2N2351 ⍁ | 400 | 50§Δ | .43§J | 80 | 50 | 8.0 | 1A | .01Ø | 10Ø | 150Ø | 40†#Δ | | | | 20⍁ | PE | GESY Ø |
| 2N2351A⍁ | 400 | 50§Δ | .43§J | 80 | 50 | 8.0 | 1A | .01Ø | 10Ø | 150Ø | 40†#Δ | | | | 20⍁ | PE | GESY Ø |
| 2N2352 ⍁ | 400 | 50§Δ | .43§J | 60 | 40 | 5.0 | 1A | .01Ø | 10Ø | 150Ø | 20†#Δ | | | | 20⍁ | PE | GESY |
| 2N2352A⍁ | 400 | 50§Δ | .43§J | 60 | 40 | 5.0 | 1A | .01Ø | 10Ø | 150Ø | 20†#Δ | | | | 20⍁ | PE | GESY Ø |
| 2N2364 ⍁ | 400 | 50§Δ | .43§J | 120 | 80 | 7.0 | 1A | .01Ø | 10Ø | 150Ø | 40†#Δ | | | | 15⍁ | PE | GESY Ø |
| 2N2364A⍁ | 400 | 50§Δ | .43§J | 120 | 80 | 7.0 | 1A | .01Ø | 10Ø | 150Ø | 40†#Δ | | | | 15⍁ | PE | GESY Ø |
| 2N2520 | 400 | 50.0 | .23§J | 60 | 60 | 8.0 | | 5nØ | 5.0Ø | 1.0Ø | 18Δ | b1.0 | 30 | 6.0 | 4.0 | PL | SSD |
| 2N2521 | 400 | 50.0 | .23§J | 60 | 60 | 8.0 | | 5nØ | 5.0Ø | 1.0Ø | 36Δ | b1.0 | 30 | 6.0 | 4.0 | PL | SSD |
| 2N2522 | 400 | 50.0 | .23§J | 60 | 60 | 8.0 | | 5nØ | 5.0Ø | 1.0Ø | 76Δ | b1.0 | 30 | 6.0 | 4.0 | PL | SSD |
| 2N717 ⍁ | 400 | 64.0Δ | .38$J | 60 | 40§ | 5.0 | | 1.0Ø | 10Ø | 150Ø | 20#Δ | | | | 35⍁ | D | FSC |
| 2N719 | 400 | 64.0Δ | .38§J | 120 | 80§ | 5.0 | | 2.0Ø | 10Ø | 150Ø | 20Δ | 25 | 600 | .90 | 20⍁ | DΔ | FSC |
| 2N3340 ⍁ | 400 | 70§Δ | .37§J | 30 | 20 | 5.0 | | 1nØ | 2.0Ø | .01Ø | 40†Δ | | | | 6⍁ | PL | SSD |
| 2N718 ⍁ | 400 | 80.0Δ | .38$J | 60 | 40§ | 5.0 | | 1.0Ø | 10Ø | 150Ø | 40#Δ | 12.5 | 2200 | 3.6 | 35⍁ | D | FSC |
| 2N720 | 400 | 80.0Δ | .38§J | 120 | 80§ | 5.0 | | 2.0Ø | 10Ø | 150Ø | 80†# | 16 | 750 | 1.1 | 20⍁ | DΔ | FSC |
| 2N909 | 400 | 80.0Δ | .38§J | 60 | 30§ | 5.0 | | 1.0Ø | 10Ø | 50Ø | 110†Δ# | b.5⍁ | 35⍁ | 8⍁ | 35⍁ | DΔ | CDC |
| NS475 | 400 | 80.0Δ | .44§ | 30 | 30 | 6.0 | 50 | .20 | 5.0 | 1.0 | 35 | b 1⍁ | 80⍁ | 10⍁ | 8⍁ | MEΔ | NAS |
| NS476 | 400 | 80.0Δ | .44§ | 30 | 30 | 6.0 | 50 | 50 | 5.0 | 1.0 | 70 | b 1⍁ | 80⍁ | 10⍁ | 8⍁ | MEΔ | NAS |
| NS477 | 400 | 80.0Δ | .44§ | 30 | 30 | 6.0 | 50 | 50 | 5.0 | 1.0 | 190 | b 1⍁ | 80⍁ | 10⍁ | 8⍁ | MEΔ | NAS |
| NS478 | 400 | 80.0Δ | .44§ | 60 | 60 | 8.0 | 50 | 50 | 5.0 | 1.0 | 35 | b 1⍁ | 80⍁ | 10⍁ | 8⍁ | ME | NAS |
| NS479 | 400 | 80.0Δ | .44§ | 60 | 60 | 8.0 | 50 | 50 | 5.0 | 1.0 | 70 | b 1⍁ | 80⍁ | 10⍁ | 8⍁ | ME | NAS |
| NS480 | 400 | 80.0Δ | .44§ | 60 | 60 | 8.0 | 50 | 50 | 5.0 | 1.0 | 190 | b 1⍁ | 80⍁ | 10⍁ | 8⍁ | ME | NAS |
| NS731 | 400 | 80.0 | .44§J | 15 | 15 | 4.0 | 100 | 1.0Ø | 5.0Ø | 1.0Ø | 33 | b.80 | 35 | 6.0 | 5.0 | MEΔ | NAS |
| NS732 | 400 | 80.0 | .44§J | 15 | 15 | 4.0 | 100 | 1.0Ø | 5.0Ø | 1.0Ø | 83 | b.80 | 35 | 6.0 | 5.0 | MEΔ | NAS |
| NS733 | 400 | 80.0 | .44§J | 30 | 30 | 4.0 | 100 | 1.0Ø | 5.0Ø | 1.0Ø | 35 | b.80 | 35 | 6.0 | 5.0 | MEΔ | NAS |
| NS734 | 400 | 80.0 | .44§J | 30 | 30 | 4.0 | 100 | 1.0Ø | 5.0Ø | 1.0Ø | 80 | b.80 | 35 | 6.0 | 5.0 | MEΔ | NAS |
| 2N1964 ⍁ | 400 | 100§Δ | .38§J | 60 | 40§ | 5.0 | 500 | 100 | 10Ø | 150Ø | 40 | | | | 18⍁ | E | SYL |
| 2N1964/46⍁ | 400 | 100§Δ | §J | 60 | 40§ | 5.0 | 500 | 100 | 10Ø | 150Ø | 40† | | | | 18⍁ | E | SYL Ø |
| 2N1965 ⍁ | 400 | 100§Δ | .38§J | 60 | 40§ | 5.0 | 500 | 100 | 10Ø | 150Ø | 80 | | | | 18⍁ | E | SYL |
| 2N1965/46⍁ | 400 | 100§Δ | §J | 60 | 40§ | 5.0 | 500 | 100 | 10Ø | 150Ø | 80 | | | | 18⍁ | E | SYL |
| 2N2515 | 400 | 100§ | .23§J | 80 | 60 | 6.0 | | 5nØ | 5.0Ø | 5.0Ø | 40Δ | | 1500 | | 4.0 | PL | SSD |
| 2N2516 | 400 | 100§ | .23§J | 80 | 60 | 8.0 | | 5nØ | 5.0Ø | 5.0Ø | 80Δ | | 1800 | | 4.0 | PL | SSD |
| 2N2518 | 400 | 100§ | .23§J | 125 | 80 | 8.0 | | 5nØ | 5.0Ø | 5.0Ø | 40Δ | | 1500 | | 4.0 | PL | SSD |
| 2N2519 | 400 | 100§ | .23§J | 125 | 80 | 8.0 | | 5nØ | 5.0Ø | 5.0Ø | 80Δ | | 1800 | | 4.0 | PL | SSD |
| 2N2523 | 400 | 100§ | .23§J | 60 | 45 | 6.0 | | 2nØ | 5.0Ø | 1.0Ø | 60 | b1.0 | 28 | 6.0 | 4.0 | PLØ | SSD |
| 2N2524 | 400 | 100§ | .23§J | 60 | 45 | 6.0 | | 2nØ | 5.0Ø | 1.0Ø | 150 | b1.0 | 28 | 6.0 | 4.0 | PLØ | SSD |
| 2N3056 | 400 | 100§Δ | .42§J | 100 | 60 | 7.0 | | .01Ø | 10Ø | 150Ø | 40†#Δ | 4.0 | 1.5K | .80 | 12⍁ | PL | RAYN Ø |
| 2N3057 | 400 | 100§Δ | .42§J | 100 | 60 | 7.0 | | .01Ø | 10Ø | 150Ø | 100†#Δ | 4.0 | 1.5K | .80 | 12⍁ | PL | RAYN Ø |
| 2S102 | 400 | 120§ | .38§A | 60 | 45 | 4.5 | 50 | .25Ø | 5.0 | 10 | 40 | 25 | 450 | .90 | 5.0 | ME | TIIB |
| 2S731 | 400 | 120 | .18#J | 30 | 30 | 3.0 | 50 | 1.0 | 5.0 | 5.0 | 40 | 25 | 450 | .90 | 5.0 | ME | TIIB |
| 2S732 | 400 | 120 | .18#J | 30 | 30 | 3.0 | 50 | 1.0 | 5.0 | 5.0 | 60 | 25 | 450 | .90 | 5.0 | ME | TIIB |
| 2S733 | 400 | 120 | .18#J | 30 | 30 | 3.0 | 50 | 1.0 | 5.0 | 5.0 | 100 | 25 | 450 | .90 | 5.0 | ME | TIIB |
| 2S103 | 400 | 135§ | .38§A | 60 | 45 | 4.5 | 50 | .25Ø | 5.0 | 10 | 65 | 65 | 60 | 1.1 | 5.0 | ME | TIIB |
| 2N2310 ⍁ | 400 | 150 | .35▼J | 60 | | 8.0 | | 10Ø | 10Ø | 200Ø | 20† | | | | 14 | PL | BEN |
| 2N2311 ⍁ | 400 | 150 | .35▼J | 100 | | 8.0 | | 10Ø | 10Ø | 200Ø | 20† | | | | 14 | PL | BEN |
| 2N2312 ⍁ | 400 | 150 | .35▼J | 60 | 60 | 8.0 | | 10Ø | 10Ø | 200Ø | 60† | | 500⍁ | | 14 | PL | BEN |
| 2N2313 ⍁ | 400 | 150 | .35▼J | 100 | | 8.0 | | 10Ø | 10Ø | 200Ø | 60† | | | | 14 | PL | BEN |
| 2N2314 | 400 | 150 | .35§J | 60 | | 8.0 | | 1.0Ø | 10Ø | 15Ø | 45† | b.5 | 5.4 | 1.0 | 20 | PL | BEN |
| 2N2315 ⍁ | 400 | 150 | .38§J | 60 | | 5.0 | | 1.0Ø | 10Ø | 150Ø | 70†# | b.20 | 26 | 1.6 | | PL | BEN |
| 2N2459 | 400 | 150§ | .23§J | 100 | 60 | 8.0 | | 2nØ | 5.0Ø | 5.0Ø | 40Δ | 30 | 800 | | 5⍁ | PL | SSD |
| 2N2460 | 400 | 150§ | .23§J | 100 | 60 | 8.0 | | 2nØ | 5.0Ø | 5.0Ø | 70Δ | 60 | 1200 | | 5⍁ | PL | SSD |
| 2N2461 | 400 | 150§ | .23§J | 100 | 60 | 8.0 | | 2nØ | 5.0Ø | 5.0Ø | 120Δ | 90 | 1800 | | 5⍁ | PL | SSD |
| 2N2462 | 400 | 150§ | .23§J | 100 | 60 | 8.0 | | 2nØ | 5.0Ø | 5.0Ø | 170Δ | 120 | 2400 | | 5⍁ | PL | SSD |
| 2S104 | 400 | 150§ | .38§A | 60 | 45 | 4.5 | 50 | .25Ø | 5.0 | 10 | 90 | 95Δ | 1000 | 1.3 | 5.0 | ME | TIIB |
| 2N2316 | 400 | 180 | .38§J | 120 | 80§ | 5.0 | | 2.0Ø | 10Ø | 150Ø | 65†# | b.30 | 25 | 2.5⍁ | 14 | PLΔ | BEN |
| RT699AM | 400 | 180 | .38§J | 120 | 80§ | 8.0 | | .10Ø | 10Ø | 150Ø | 80† | b.50 | 5.4 | 1.0 | 15 | PLΔ | RAYN |
| 2N706/46⍁ | 400 | 200§Δ | .30§J | 25 | 20§ | 3.0 | | .05Ø | 1.0Ø | 10Ø | 20†#Δ | | | | 6⍁ | D | SYL |

# DATI TECNICI DEI TRANSISTORI NPN AL SILICIO

(disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)



| TIPO | MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25 °C Pc | Frequenza di Taglio fαb | Resistenza Termica in aria libera / MASSIMA TEMPERATURA | VALORI LIMITE 25°C | | | | ICBO Max. con VCB max. a 25 °C | PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C: POLARIZZAZIONE | | | EMETTITORE COMUNE | | | Cob | STRUTTURA | COSTRUTTORE |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | (mW) | (MHz) | (°C/mW) | BVCBO (V) | BVCEO Ø-BVCES §-BVCER (V) | BVEBO (V) | Ic (mA) | (μA) | VCB Ø-VCE (V) | IE Ø-Ic Δ-IB (mA) | hfe †-hFE | hoe (umho) | hie (ohm) | hre (x10-4) | (pF) | | |
| 2N706A/46⍁ | 400 | 200§Δ | .30§J | 25 | 15 | 5.0 | | 10 | 1.0Ø | 10Ø | 20 | | | | 3.5 | ME | SYL |
| 2N706C/46⍁ | 400 | 200§Δ | .44§J | 40 | 15 | 5.0 | 200 | 1.0Ø | 1.0Ø | 10Ø | 20†Δ | | | | 5⍁ | E | SYL |
| 2N753/46⍁ | 400 | 200§Δ | .30§J | 25 | 20§ | 5.0 | 200 | .50Ø | 1.0Ø | 10Ø | 40†Δ | | | | 5⍁ | E | SYL |
| 2N1962 ⍁ | 400 | 200§Δ | .38§J | 40 | 20 | 5.0 | 200 | 100 | 1.0Ø | 10Ø | 50† | | | | 3.5⍁ | E | SYL |
| 2N1962/46⍁ | 400 | 200§Δ | §J | 40 | 20 | 5.0 | 200 | 100 | 1.0Ø | 10Ø | 50† | | | | 3.5⍁ | E | SYL Ø |
| 2N1963 ⍁ | 400 | 200§Δ | .38§J | 30 | 15 | 5.0 | 200 | 100 | 1.0Ø | 10Ø | 25†Δ | | | | 3.5⍁ | E | SYL |
| 2N1963/46⍁ | 400 | 200§Δ | §J | 30 | 15 | 5.0 | 200 | 100 | 1.0Ø | 10Ø | 25†Δ | | | | 3.5⍁ | E | SYL |
| 2N2096A | 400 | 200§Δ | | 60 | 60 | 5.0 | | .01 | | 1.0Ø | 40† | | | | 8.0 | PE | SPR |
| 2N2097A | 400 | 200§Δ | | 60 | 60 | 5.0 | | .01 | | 1.0Ø | 100† | | | | 8.0 | PE | SPR |
| 2N2618/46 | 400 | 200§Δ | .56▼J | 60 | 40 | 7.0 | 750 | .25Ø | 10Ø | 10Ø | 30†Δ | | | | 14⍁ | EM | SYL |
| PT1836 | 400 | 200 | .38§J | 45 | 30§ | 4.0 | | 100Ø | 10Ø | 150Ø | 90†⍁ | | | | 24 | PLΔ | TRW |
| PT1837 | 400 | 200 | .38§J | 80 | 50§ | 8.0 | | .50Ø | 10Ø | 150Ø | 120†⍁ | | | | | PLΔ | TRW |
| SDD3000 | 400 | 200§Δ | .31$S | 30 | 20 | 3.0 | 100 | 100 | 15Ø | 6.0Ø | 15Δ | | | | 10 | | LTTF |
| 2N3115 ⍁ | 400 | 250§Δ | .38§J | 60 | 20 | 5.0 | 600 | .025Ø | 10Ø | 150Ø | 40†Δ | | | | 8⍁ | PEΔ | MOTA |
| 2N3116 ⍁ | 400 | 250§Δ | .38§J | 60 | 20 | 5.0 | 600 | .025Ø | 10Ø | 150Ø | 100†Δ | | | | 8⍁ | PEΔ | MOTA |
| FT052 | 400 | 275 | .32$S | 60 | 40 | 3.0 | 100 | 100 | 15 | 6.0 | 40 | | | | 5⍁ | ME | LTTF |
| FT008 | 400 | 300 | .32$S | 50 | 30 | 3.0 | 75 | 100 | 15 | 6.0 | 20Δ | | | | 4⍁ | ME | LTTF |
| FT008A | 400 | 300§ | .31$J | 50 | 30 | 5.0 | 75 | 100 | 15Ø | 6.0Ø | 35Δ | 150 | 1200 | | 10 | | LTTF |
| FT053 | 400 | 300 | .32$S | 100 | 60 | 5.0 | 100 | 100 | 15 | 6.0 | 60 | | | | 5⍁ | ME | LTTF |
| 2N706B/46⍁ | 400 | 400§Δ | .30§J | 25 | 20§ | 5.0 | | 10 | 1.0Ø | 10Ø | 40† | | | | 4.5 | ME | SYL |
| 2N743/46⍁ | 400 | 400§ | .30§J | 20 | 12 | 5.0 | 200 | | .35Ø | 10Ø | 40† | | | | 5⍁ | EM | SYL |
| 2N744/46⍁ | 400 | 400§ | .30§J | 20 | 12 | 5.0 | 200 | | .35Ø | 10Ø | 80† | | | | 5⍁ | EM | SYL |
| 2N835/46⍁ | 400 | 450§ | .30§J | 25 | 20 | 3.0 | 200 | .50Ø | 1.0Ø | 10Ø | 40† | | | | 2.8 | ME | SYL |
| 2N834/46⍁ | 400 | 500§ | .30§J | 40 | 30 | 5.0 | 200 | .50Ø | 1.0Ø | 10Ø | 40† | | | | 2.8 | ME | SYL |
| 2N709A/46⍁ | 400 | 800§ | .44§J | 15 | 6.0 | 4.0 | | .005Ø | .50Ø | 10Ø | 60† | | | | 3⍁ | | SYL |
| 2N917/46 | 400 | 800Δ | .44§J | 30 | 15 | 3.0 | | .001Ø | 1.0Ø | 3.0Ø | 20†Δ | | | | 1.7⍁ | PLΔ | SYL |
| 2N2475/46⍁ | 400 | 800§ | .44§J | 15 | 6.0 | 4.0 | | 10 | .40Ø | 20Ø | 50† | | | | 2.4 | PE | SYL |
| 2N918/46 | 400 | 960Δ | .44§J | 30 | 15 | 3.0 | | .01Ø | 3.0 | 30Ø | 20†Δ | | | | 1.7⍁ | PEØΔ | SYL |
| 2N2784/46⍁ | 400 | 1000§ | .44§J | 15 | 6.0 | 4.0 | | .005Ø | .50Ø | 10Ø | 120†⍁ | | | | 3⍁ | PE | SYL |
| 2N709/46⍁ | 400 | 1280 | .44§J | 15 | 6.0 | 4.0 | | .05Ø | .50Ø | 10Ø | 55† | | | | 3⍁ | | SYL |
| BCY13 | 450⍁ | .40 | .20$J | | 60 | 10 | 200 | | 1.0Ø | 100Ø | 15† | | | | | A | SIHG |
| BCY14 | 450⍁ | .40 | .20$J | | 100 | 10 | 200 | | 1.0Ø | 100Ø | 15† | | | | | A | SIHG |
| BCY15 | 450⍁ | .40 | .20$J | | 60 | 10 | 300 | | 1.0Ø | 100Ø | 15† | | | | | A | SIHG |
| BCY16 | 450⍁ | .40 | .20$J | | 100 | 10 | 300 | | 1.0Ø | 100Ø | 15† | | | | | A | SIHG |
| 2N2395 | 450 | 40§Δ | .39§J | 60 | 40 | 5.0 | 300 | .01Ø | 10Ø | 150Ø | 20†#Δ | | | | 30⍁ | PL | TII |
| 2N2396 | 450 | 50§Δ | .39§J | 60 | 40 | 5.0 | 300 | .01Ø | 10Ø | 150Ø | 40†#Δ | | | | 30⍁ | PL | TII |
| 2N2389 ⍁ | 450 | 60§Δ | .39§J | 75 | 50§ | 7.0 | 500 | .01Ø | 10Ø | 5.0Ø | 35Δ | b 1⍁ | 8.0⍁ | 3⍁ | 25⍁ | PL† | TII |
| 2N2390 | 450 | 70§Δ | .39§J | 75 | 50§ | 7.0 | 500 | .01Ø | 10Ø | 5.0Ø | 70Δ | b 1⍁ | 8.0⍁ | 5⍁ | 25⍁ | PLØ | TII |
| FT005 | 450 | 150 | .37$S | 50 | | 6.0 | 50 | 100 | 15 | 6.0 | 35 | | | | 7⍁ | ME | LTTF |
| FT006 | 450 | 150 | .37$S | 50 | | 6.0 | 50 | 100 | 15 | 6.0 | 70 | | | | 7⍁ | ME | LTTF |
| 2N742 | 500 | | .25§A | 60 | 60Ø | 8.0 | 100 | 10 | 5.0Ø | 100Ø | 20Δ | | | | 8⍁ | MEΔ | NAS |
| 2N742A | 500 | | .25§A | 60 | 60Ø | 8.0 | 100 | 10 | 5.0Ø | 100Ø | 20Δ | | | | 8⍁ | MEΔ | NAS |
| 11B1259 | 500 | | .35§J | 100 | 60 | 7.0 | | | 10Ø | 150Ø | 80†Δ | b 1⍁ | 8.0⍁ | 4⍁ | 15⍁ | PL† | GESY |
| 703B | 500 | | .30§A | 60 | | 3.0 | 50 | 1.0 | 5.0Ø | 1.0 | 37Δ | b1.2⍁ | 38 | 10⍁ | 20⍁ | | GESY |
| 40080 | 500 | | .30§J | | 30 | | 250 | 10Ø | | | | | | | | DPL | RCA Ø |
| K4002 | 500Ø | | .20♦J | 30 | 12 | 2.0 | | .50Ø | 10Ø | 8.0Ø | 20†Δ | | | | 2⍁ | Ø | KMC |
| 2N1704 | 500 | 5.00 | .30§ | 45 | | 6.0 | 50 | .10 | 5.0 | 1.0 | 50†Δ | 1.2 | 55 | | 15 | | CDC |
| 2N332A | 500 | 10.0 | .30§J | 45 | 45 | 4.0 | 25 | .50 | 5.0 | 1.0 | 16 | 3.5 | 750 | .70 | 7.0 | D | GESY |
| CDQ10002 | 500 | 10.0 | .30§J | 45 | 45 | 4.0 | 25 | 500 | 5.0 | 1.0 | 16 | b.25 | 25Δ | 1.2 | 7.0 | PL | CDC |
| 2N333A | 500 | 11.0 | .30§J | 45 | 45 | 4.0 | 25 | .50 | 5.0 | 1.0 | 30 | 5.0 | 1300 | 1.0 | 7.0 | D | ETC |
| CDQ10004 | 500 | 11.0 | .30§J | 45 | 45 | 4.0 | 25 | 500 | 5.0 | 1.0 | 30 | b.18 | 25Δ | 1.2 | 7.0 | PL | CDC |
| 2N334A | 500 | 12.0 | .30§J | 45 | 45 | 4.0 | 25 | .50 | 5.0 | 1.0 | 38 | 6.0 | 1700 | 1.3 | 7.0 | D | GESY |
| CDQ10006 | 500 | 12.0 | .30§J | 45 | 45 | 4.0 | 25 | 500 | 5.0 | 1.0 | 38 | b.18 | 25Δ | 1.2 | 7.0 | PL | CDC |
| 2N335A | 500 | 13.0 | .30§J | 45 | 45 | 4.0 | 25 | .50 | 5.0 | 1.0 | 52 | 7.0 | 2000 | 1.5 | 7.0 | D | GESY |
| 2N335B | 500 | 13.0 | §J | 60 | 60 | 4.0 | 25 | .50Ø | 5.0 | 1.0 | 52 | 7.0 | 2000 | 1.5 | 7.0 | † | GESY |
| CDQ10008 | 500 | 13.0 | .30§J | 45 | 45 | 4.0 | 25 | 500 | 5.0 | 1.0 | 52 | b.15 | 25Δ | 1.2 | 7.0 | PL | CDC |
| 2N336A | 500 | 15.0 | .30§J | 45 | 45 | 4.0 | 25 | .50 | 5.0 | 1.0 | 95 | 8.0 | 3700 | 2.3 | 7.0 | D | GESY |
| CDQ10010 | 500 | 15.0 | .30§J | 45 | 45 | 4.0 | 25 | 500 | 5.0 | 1.0 | 95 | b1.3 | 25Δ | 1.2 | 70 | PL | CDC |
| 2N337A | 500 | 30.0 | .30$J | 45 | 35 | 2.5 | 20 | 50 | 20 | 1.0Ø | 55 | 13 | 2500 | 2.5 | 2.0 | D | GESY |
| 2N738 | 500 | 30§Δ | .30§J | 125 | 80 | 5.0 | 100 | 10 | 5.0Ø | 5.0 | 35 | 25 | 450 | .90 | 5.0 | ME | TII |
| 2N730 ⍁ | 500 | 40§Δ | .30§J | 60 | 40§ | 5.0 | 1A | 100 | 10Ø | 150Ø | 40†# | | | | 35⍁ | PL | TII |
| A2N912 | 500 | 40§Δ | .40§J | 100 | 60 | 7.0 | | .025Ø | 5.0Ø | 5.0Ø | 20Δ | 25⍁ | 600⍁ | | 15⍁ | | FSC Ø |
| 2N338A | 500 | 45.0 | .30$J | 45 | 35 | 2.5 | 20 | 50 | 20 | 1.0Ø | 99 | 15 | 3000 | 2.6 | 2.0 | D | GESY |
| 2N560 ⍁ | 500 | 50.0 | .25$J | | 60Ø | 8.0 | 100 | .10Ø | 5.0Ø | 100Ø | 20†Δ | | | | 8⍁ | D | WEC |
| 2N560 ⍁ | 500 | 50.0 | .25§J | 60 | 60Ø | 8.0 | 100 | .10Ø | 5.0Ø | 100Ø | 20†Δ | | | | 8⍁ | | NAS |
| 2N731 ⍁ | 500 | 50§Δ | .30§J | 60 | 40§ | 5.0 | 1A | 100 | 10Ø | 150Ø | 80†# | | | | 35⍁ | PL | TII |
| 2N756 | 500 | 50.0Δ | .35§A | 45 | 45 | 6.0 | 100 | 50 | 5.0Ø | 1.0 | 18 | b1.0⍁ | 80⍁ | 10⍁ | 8⍁ | ME | NAS |
| 2N757 | 500 | 50.0Δ | .35§A | 45 | 45 | 6.0 | 100 | 50 | 5.0Ø | 1.0 | 30 | b1.0⍁ | 80⍁ | 10⍁ | 8⍁ | ME | NAS |
| 2N758 | 500 | 50.0Δ | .35§A | 45 | 45 | 8.0 | 100 | 50 | 5.0Ø | 1.0 | 54 | b1.0⍁ | 80⍁ | 10⍁ | 8⍁ | ME | NAS |

# DATI TECNICI DEI TRANSISTORI NPN AL SILICIO

(disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)) **52**

| TIPO | MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25 °C Pc (mW) | Frequenza di Taglio fαb (MHz) | Resistenza Termica in aria libera (°C/mW) / MASSIMA TEMPERATURA | VALORI LIMITE 25°C BVcbo (V) | BVceo ∅-BVces §-BVcer (V) | BVebo (V) | Ic (mA) | Icbo Max. con Vcb max. a 25 °C (μA) | PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C — POLARIZZAZIONE Vcb ∅-Vce (V) | Ie ∅-Ic Δ-Ib (mA) | hfe †-hFE | EMETTITORE COMUNE hoe (umho) | hie (ohm) | hre (x10-4) | Cob (pF) | STRUTTURA | COSTRUTTORE |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 2N758B | 500 | 50.0 | .29§J | 60 | 60 | 8.0 | | 5n∅ | 5.0∅ | 1.0∅ | 18Δ | b1.0 | 30 | 6.0 | 4.0 | PL | SSD |
| 2N759 | 500 | 50.0Δ | .35§A | 45 | 45 | 8.0 | 100 | 50 | 5.0∅ | 1.0 | 63 | b1.0∅ | 80∅ | 10∅ | 8∅ | ME | NAS |
| 2N759B | 500 | 50.0 | .29§J | 60 | 60 | 8.0 | | 5n∅ | 5.0∅ | 1.0∅ | 36Δ | b1.0 | 30 | 6.0 | 4.0 | PL | SSD |
| 2N760 | 500 | 50.0Δ | .35§A | 45 | 45 | 8.0 | 100 | 50 | 5.0∅ | 1.0 | 204 | b1.0∅ | 80∅ | 10∅ | 8∅ | ME | NAS |
| 2N760B | 500 | 50.0 | .29§J | 60 | 60 | 8.0 | | 5n∅ | 5.0∅ | 1.0∅ | 76Δ | b1.0 | 30 | 6.0 | 4.0 | PL | SSD |
| A2N911 | 500 | 50§Δ | .40§J | 100 | 60 | 7.0 | | .025∅ | 5.0∅ | 5.0∅ | 40Δ | 50∅ | 1000∅ | | 15∅ | † | FSC ∅ |
| 2N2427 | 500 | 50 | §J | 40 | | 4.0 | 50 | .50 | 3.0 | .01 | 20† | | | | | | TEC |
| 2N757A | 500 | 60Δ | .35§S | 60 | 60 | 5.0 | | 50 | 5.0 | 1.0 | 18Δ | b 1∅ | 80∅ | 10∅ | 8∅ | | NAS |
| 2N759A | 500 | 60Δ | .35§S | 60 | 60 | 8.0 | | 50 | 5.0 | 1.0 | 36Δ | b 1∅ | 80∅ | 10∅ | 8∅ | | NAS |
| 2N760A | 500 | 60Δ | .35§S | 60 | 60 | 8.0 | | 50 | 5.0 | 1.0 | 76Δ | b 1∅ | 80∅ | 10∅ | 8∅ | | NAS |
| A2N910 | 500 | 60§Δ | .40§J | 100 | 60 | 7.0 | | .025∅ | 5.0∅ | 5.0∅ | 80Δ | 100∅ | 1800∅ | | 15∅ | † | FSC ∅ |
| 2N2244 | 500 | 60.0Δ | .35§S | 20 | 20 | 6.0 | 100 | .01∅ | 4.0∅ | .002∅ | 10† | 50∅ | | | 8∅ | ME | NAS |
| 2N2245 | 500 | 60.0Δ | .35§S | 20 | 20 | 6.0 | 100 | .01∅ | 4.0∅ | .002∅ | 20† | 50∅ | | | 8∅ | ME | NAS |
| 2N2246 | 500 | 60.0Δ | .35§S | 20 | 20 | 6.0 | 100 | .01∅ | 4.0∅ | .002∅ | 40† | 50∅ | | | 8∅ | ME | NAS |
| 2N2247 | 500 | 60.0Δ | .35§S | 45 | 45 | 6.0 | 100 | .01∅ | 4.0∅ | .002∅ | 10† | 50∅ | | | 8∅ | ME | NAS |
| 2N2248 | 500 | 60.0Δ | .35§S | 45 | 45 | 6.0 | 100 | .01∅ | 4.0∅ | .002∅ | 20† | 50∅ | | | 8∅ | ME | NAS |
| 2N2249 | 500 | 60.0Δ | .35§S | 45 | 45 | 6.0 | 100 | .01∅ | 4.0∅ | .002∅ | 40† | 50∅ | | | 8∅ | ME | NAS |
| 2N2250 | 500 | 60.0Δ | .35§S | 20 | 20 | 6.0 | 100 | .01∅ | 4.0∅ | .002∅ | 10† | 25∅ | | | 8∅ | ME∅ | NAS |
| 2N2251 | 500 | 60.0Δ | .35§S | 20 | 20 | 6.0 | 100 | .01∅ | 4.0∅ | .002∅ | 20† | 30∅ | | | 8∅ | ME∅ | NAS |
| 2N2252 | 500 | 60.0Δ | .35§S | 20 | 20 | 6.0 | 100 | .01∅ | 4.0∅ | .002∅ | 40† | 50∅ | | | 8∅ | ME∅ | NAS |
| 2N2253 | 500 | 60.0Δ | .35§S | 45 | 45 | 6.0 | 100 | .01∅ | 4.0∅ | .002∅ | 10† | 25∅ | | | 8∅ | ME∅ | NAS |
| 2N2254 | 500 | 60.0Δ | .35§S | 45 | 45 | 6.0 | 100 | .01∅ | 4.0∅ | .002∅ | 20† | 30∅ | | | 8∅ | ME∅ | NAS |
| 2N2255 | 500 | 60.0Δ | .35§S | 45 | 45 | 6.0 | 100 | .01∅ | 4.0∅ | .002∅ | 40† | 50∅ | | | 8∅ | ME∅ | NAS |
| 2N2433 | 500 | 60.0§ | .35§J | 75 | 45 | 7.0 | 1A | 1n∅ | 10 | 5.0 | 90 | b.30 | 6.0 | 1.5 | 20∅ | PL∅Δ | CDC ∅ |
| 2N3241 | 500 | 60.0§ | .30§J | 30 | 25 | 5.0 | 100 | .10∅ | 12∅ | 10∅ | 150† | 75 | 600 | 12K | 22 | PL† | RCA ∅ |
| 2N3242 | 500 | 60.0§ | .30§J | 30 | 25 | 5.0 | 200 | .01∅ | 12∅ | 10∅ | 150† | 75 | 600 | 12K | 22 | PL∅ | RCA ∅ |
| 40231 | 500 | 60.0§ | .30§J | 18 | 18 | 5.0 | 100 | .50∅ | 10∅ | 2.0∅ | 80 | | | | 22 | PL∅ | RCA ∅ |
| 40232 | 500 | 60.0§ | .30§J | 18 | 18 | 5.0 | 100 | .50∅ | 10∅ | 2.0∅ | 175 | | | | 22 | PL∅ | RCA ∅ |
| 40233 | 500 | 60.0§ | .30§J | 18 | 18 | 5.0 | 100 | .25∅ | 10∅ | 2.0∅ | 175 | | | | 22 | PL∅ | RCA ∅ |
| 40234 | 500 | 60.0§ | .30§J | 18 | 18 | 5.0 | 100 | .50∅ | 10∅ | 2.0∅ | 80 | | | | 22 | PL∅ | RCA ∅ |
| 2N719A | 500 | 64.0Δ | .35§J | 120 | 60 | 7.0 | | .01∅ | 10∅ | 150∅ | 20†Δ# | b.5∅ | 35∅ | 2.5∅ | 15∅ | PLΔ | FSC |
| 2N912 | 500 | 64.0Δ | .35§J | 100 | 60 | 7.0 | | .025∅ | 5.0∅ | 1.0∅ | 38 | b.13 | 26 | .30 | 15∅ | PL | FSC ∅ |
| 2N2437 | 500 | 70.0§ | .35§J | 100 | 75 | 7.0 | 500 | 1n∅ | 10 | 5.0 | 35 | b 1∅ | 6.0 | 1.8∅ | 15∅ | PL∅ | FSC ∅ |
| 2N720A | 500 | 80.0Δ | .35§J | 120 | 80 | 7.0 | | .01∅ | 10∅ | 150∅ | 40†Δ# | b.5∅ | 30∅ | 1.3∅ | 15∅ | PLΔ | WEC |
| 2N870 | 500 | 80.0Δ | .35§J | 100 | 60 | 7.0 | | .01∅ | 10∅ | 150∅ | 75†# | 9.0 | 2.3K | 3.0 | 15∅ | PLΔ | FSC ∅ |
| 2N911 | 500 | 80.0Δ | .35§J | 100 | 60 | 7.0 | | .025∅ | 5.0∅ | 1.0∅ | 65 | b.13 | 25 | .45 | 15∅ | PL† | CDC ∅ |
| N2N1051 | 500 | 80§Δ | .25$S | | 40 | 8.0 | 100 | .10∅ | 5.0∅ | 5.0 | 30Δ | b | 15∅ | | 7∅ | | FSC |
| 2N2435 | 500 | 80.0§ | .35§J | 120 | 80 | 7.0 | 500 | 1n∅ | 10 | 5.0 | 45Δ | b.5∅ | 6.0 | 1.5∅ | 15∅ | PL∅Δ | CDC ∅ |
| 2N2438 | 500 | 80.0§ | .35§J | 100 | 75 | 7.0 | 500 | 1n∅ | 10 | 5.0 | 70 | b 1∅ | 6.0 | 1.8∅ | 15∅ | PL∅ | CDC ∅ |
| 2N2453 Δ | 500 | 80.0 | .35§J | 60 | 30 | 7.0 | | 10 | 5.0 | 1.0 | 150†Δ | | | | 8.0 | PL∅ | PHIN |
| 2N2645 | 500 | 80.0Δ | .35§J | 75 | 50§ | 7.0 | | .01∅ | 10∅ | 150∅ | 100†#Δ | 23.8 | 4.4K | 7.3 | 25∅ | PL∅ | FSC |
| FM720A | 500 | 80.0§ | .35§J | 120 | 80 | 7.0 | | .01∅ | 10∅ | 150∅ | 40#Δ | b.5∅ | 30∅ | 1.3∅ | 15∅ | PL | FSC ∅ |
| FM911 | 500 | 80.0Δ | .35§J | 100 | 60 | 7.0 | | .025∅ | 5.0∅ | 1.0∅ | 65 | b.13 | 25 | .45 | 15∅ | PL† | FSC ∅ |
| 2N2434 | 500 | 90.0§ | .35§J | 75 | 45 | 7.0 | 1A | 1n∅ | 10 | 5.0 | 185 | b.80 | 6.0 | 2.5∅ | 80∅ | PL∅Δ | CDC ∅ |
| 2N2436 | 500 | 90.0§ | .35§J | 120 | 80 | 7.0 | 500 | 1n∅ | 10 | 5.0 | 185 | b.5∅ | 6.0 | 2.5∅ | 15∅ | PL∅Δ | CDC ∅ |
| 2N2439 | 500 | 90.0§ | .35§J | 100 | 75 | 7.0 | 500 | 1n∅ | 10 | 5.0 | 140 | b.1∅ | 6.0 | 2.5∅ | 15∅ | PL∅ | CDC ∅ |
| 2N718A | 500 | 96.0Δ | .35§J | 75 | 50§ | 7.0 | | .01∅ | 10∅ | 150∅ | 40†#Δ | b.5∅ | 34∅ | 3∅ | 25∅ | PL†Δ | FSC ∅ |
| 2N718A | 500 | 96.0Δ | .35§J | 75 | 50§ | 7.0 | | .01∅ | 10∅ | 150∅ | 40†#Δ | b.5∅ | 34∅ | 3∅ | 25∅ | PL†Δ | CDC |
| 2N871 | 500 | 96.0Δ | .35§J | 100 | 60 | 7.0 | | .01∅ | 10∅ | 150∅ | 130†# | 16.5 | 3.5K | 4.6 | 15∅ | PLΔ | FSC ∅ |
| 2N910 | 500 | 96.0Δ | .35§J | 100 | 60 | 7.0 | | .025∅ | 5.0∅ | 1.0∅ | 125 | b.13 | 26 | .75 | 15∅ | PL† | FSC ∅ |
| 2N735A | 500 | 100§ | .29§J | 80 | 60 | 6.0 | | 5n∅ | 5.0∅ | 5.0∅ | 40Δ | | 1500 | | 4.0 | PL | SSD |
| 2N736A | 500 | 100§Δ | .30§J | 80 | 60 | 8.0 | 100 | 10 | 5.0∅ | 5.0 | 140 | 95 | 1800 | 1.3 | 6∅ | D | TII |
| 2N736B | 500 | 100§ | .29§J | 80 | 60 | 8.0 | | 5n∅ | 5.0∅ | 5.0∅ | 80Δ | | 1800 | | 4.0 | PL | SSD |
| 2N739A | 500 | 100§ | .29§J | 125 | 80 | 8.0 | | 5n∅ | 5.0∅ | 5.0∅ | 40Δ | | 1500 | | 4.0 | PL | SSD |
| 2N740A | 500 | 100§ | .29§J | 125 | 80 | 8.0 | | 5n∅ | 5.0∅ | 5.0∅ | 80Δ | | 1800 | | 4.0 | PL | SSD |
| 2N756A | 500 | 100 | §J | 60 | 60 | 6.0 | 100 | 50 | 5.0 | 1.0 | 19 | b1.0∅ | 80∅ | 10∅ | 5.0 | ME | NAS |
| 2N757A | 500 | 100 | §J | 60 | 60 | 6.0 | 100 | 50 | 5.0 | 1.0 | 29 | b1.0∅ | 80∅ | 10∅ | 5.0 | ME | NAS |
| 2N758A | 500 | 100 | .35§J | 60 | 60 | 8.0 | 100 | .10∅ | 5.0 | 1.0 | 54 | b 1∅ | 80∅ | 10∅ | 5.0 | ME | NAS |
| 2N759A | 500 | 100 | §J | 60 | 60 | 8.0 | 100 | 50 | 5.0 | 1.0 | 63 | b1.0∅ | 80∅ | 10∅ | 5.0 | ME | NAS |
| 2N760A | 500 | 100 | §J | 60 | 60 | 8.0 | 100 | .50 | 5.0 | 1.0 | 204 | b1.0∅ | 80∅ | 10∅ | 5.0 | ME | NAS |
| 2N761 | 500 | 100 | .35§A | 45 | 30 | 6.0 | 100 | 50 | 20 | 1.0∅ | 19Δ | b1.0∅ | 80∅ | 20∅ | 4.0 | ME | NAS |
| 2N762 | 500 | 100 | .35§A | 45 | 30 | 6.0 | 100 | 50 | 20 | 1.0∅ | 39Δ | b1.0∅ | 80∅ | 2.0 | 4.0 | MEΔ | NAS |
| 2N929A | 500 | 100§ | .29§J | 60 | 45 | 6.0 | | 2n∅ | 5.0∅ | 1.0∅ | 60 | b1.0 | 28 | 6.0 | 4.0 | PL∅ | PHIN |
| 2N930A | 500 | 100§ | .29§J | 60 | 45 | 6.0 | | 2n∅ | 5.0∅ | 1.0∅ | 150 | b1.0 | 28 | 6.0 | 4.0 | PL∅ | PHIN |
| 2N2897 | 500 | 100§ | .35§J | 60 | 45 | 7.0 | 1A | .05∅ | 5.0∅ | 5.0∅ | 50Δ | | | | 15∅ | PL∅ | RCA |
| 2N2900 | 500 | 100§ | .35§J | 60 | 45 | 1.0 | 1A | .05∅ | 5.0∅ | 5.0∅ | 50Δ | | | | 15∅ | PL∅ | RCA |
| 2N3082 Δ | 500 | 100§Δ | .35§J | 25 | 7.0 | 7.0 | 100 | .01∅ | 5.0∅ | .25∅ | 100†Δ | | | | 8∅ | | GESY |
| 2N3083 Δ | 500 | 100§Δ | .35§J | 25 | 7.0 | 7.0 | 100 | .01∅ | 5.0∅ | .25∅ | 100†Δ | | | | 8∅ | | GESY |

# VOLT METRO ELETTRONICO

Come abbiamo precedentemente affermato, il voltmetro elettronico costituisce un validissimo aiuto per il tecnico elettronico, sia nel campo della bassa frequenza, sia in quello della radiofrequenza e della tecnica degli impulsi.

Per poter mettere in grado anche i lettori alle prime armi, di costruire un voltmetro elettronico, abbiamo progettato e realizzato uno strumento di soddisfacenti prestazioni, e, nello stesso tempo, di costo non eccessivo.

Tale strumento consente la misura di tensioni continue, positive e negative e di tensioni alternate, a partire da 500 mV fondo scala: come si vede la sensibilità dello strumento è sufficientemente elevata, ciò che ne consente l'impiego anche come millivoltmetro.

È inoltre possibile effettuare misure di tensioni a radiofrequenza sino a circa 250 MHz e misure di tensioni impulsive, trovando ampie possibilità di applicazione nelle misure sui circuiti televisivi.

Il montaggio è stato realizzato quasi completamente su circuito stampato, semplificando così notevolmente le operazioni di cablaggio, ed il complesso può essere montato in custodia, in modo da risultare uno strumento completo sotto ogni aspetto.

## CARATTERISTICHE TECNICHE

**Tensioni continue** in 7 portate: 0,5-1-5-10-50-100-500 V fondo scala
Resistenza d'ingresso: 10 Mohm (20 Mohm con puntale Vcc)
Precisione di taratura: entro ± 3%

**Tensioni alternate** in 7 portate: 0,5-1-5-10-50-100 Veff fondo scala - da 100 Veff a 1500 Veff con attenuatore esterno
Tensione picco-picco in 7 portate: 1,4-3-14-30-140-300 Vpp fondo scala - da 300 Vpp a 4000 Vpp con attenuatore esterno
Precisione di taratura: entro ± 5%
Campo di frequenza: 25 Hz ÷ 2 MHz

**Tensioni RF:** tensione max applicabile 300 Veff
Campo di frequenza: 100 kHz ÷ 250 MHz
Valvole impiegate: n. 1 ECC81 - n. 1 6 AL5

## DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Il circuito, nelle sue parti essenziali, comprende un partitore resistivo, un circuito amplificatore utilizzante il doppio triodo ECC81, un gruppo di misura comprendente uno strumento da 50 µA, un rivelatore picco-picco costituito dal doppio diodo 6AL5, ed infine una sezione alimentatrice.

Seguendo lo schema elettrico rappresentato in figura 1, vediamo che la tensione da misurare, applicata tra il morsetto « ingresso » e la massa, viene inviata al commutatore a due posizioni K2; quando la tensione è continua il commutatore K2 deve trovarsi nella posizione Vcc, inserendo direttamente ai morsetti d'ingresso il partitore resistivo, costituito dalla serie delle resistenze R1, R2, R3, R4, R5, R6, R7. Quest'ultimo, la cui resistenza complessiva è pari a 10 Mohm, ha il compito di attenuare la tensione da misurare, in modo tale che all'uscita del partitore sia presente una tensione massima di 0,5 V, corrispondente al valore di tensione massimo applicabile al circuito amplificatore; la posizione del commutatore K3 definisce il valore di fondo scala per ciascuna portata.

La tensione presente all'uscita del partitore è applicata alla griglia della prima sezione del doppio triodo ECC81, il quale costituisce l'amplificatore differenziale ad accoppiamento catodico, mentre la griglia della seconda sezione si trova ad un potenziale costante, determinato dalla posizione del cursore del potenziometro P5, ai capi del quale è presente una tensione positiva.

La differenza del potenziale delle due placche è proporzionale alla differenza delle tensioni applicate alle due griglie, e poichè una delle due tensioni è costante, essa è in sostanza proporzionale alla tensione applicata alla griglia della prima sezione; tale differenza di potenziale è letta dal gruppo di misura inserito dal commutatore K4.

A seconda della polarità della tensione d'ingresso, lo sbilanciamento del circuito avviene in un senso o nell'altro, determinando una differenza dei potenziali di placca di segno positivo o negativo; è pertanto necessario potere invertire la polarità dello strumento misuratore, ed a ciò provvedono i contatti K4a e K4b del commutatore di polarità K4.

Lo strumento scelto è un microamperometro di 50 µA fondo scala, il quale è posto in serie al reostato P2, le resistenze regolabili P2, P3 e P4 servono per la taratura dello strumento, come vedremo più avanti.

Ritorniamo ora alla funzione esplicata dal potenziometro P5 e facciamo notare che quando la tensione d'ingresso è nulla, lo strumento indicatore deve evidentemente segnare il valore zero: perchè ciò avvenga è sufficiente agire sul cursore del potenziometro P5, che si trova sul pannello di comando dello strumento. Poichè però il circuito amplificatore è simmetrico, se la tensione d'ingresso è nulla, se vogliamo che lo strumento sia azzerato, anche la tensione di riferimento fornita dal potenziometro P5 deve essere nulla.

È conveniente però che il cursore di P5 si trovi in una posizione intermedia, e pertanto lo strumento viene azzerato, una volta per sempre in sede di taratura, mediante il potenziometro P1, mentre al potenziometro P5 è affidato l'azzeramento fine, che è necessario compiere prima di effettuare ogni misura.

Il potenziometro P1 compensa inoltre eventuali scompensi dovuti al comportamento non identico delle due sezioni del doppio triodo.

Quando all'ingresso viene inviata una tensione alternata, il commutatore K1 deve trovarsi nella posizione « Vca », ed in tal caso la tensione da misurare è applicata all'ingresso del circuito rivelatore picco-picco.

Questo è costituito dal doppio diodo 6AL5 e dai condensatori C4 e C3, e fornisce, come abbiamo precedentemente chiarito, una tensione d'uscita, ai capi del condensatore C3, proporzionale al valore picco-picco della tensione d'ingresso.

Accade però che anche quando la tensione d'ingresso è nulla, all'uscita del circuito rivelatore picco-picco sia presente una tensione continua negativa, dovuta ad una specie di effetto Volta tra anodo e catodo ed al fatto che alcuni elettroni emessi dal catodo dei diodi riescono a raggiungere la placca anche quando essa non è polarizzata. Detta tensione è causa dello spostamento dello zero del voltmetro, e deve essere compensata da una tensione positiva di uguale valore: a questo provvede il potenziometro P6, che raccoglie una tensione positiva attraverso la resistenza R13.

Le resistenze R14, R15 e R16, R17 hanno la funzione di sommare la tensione d'uscita del rivelatore picco-picco e la tensione di compensazione; esse costituiscono inoltre un partitore di tensione ed il loro valore è stato scelto in modo tale che il rapporto di partizione sia $2\sqrt{2}$. In questo modo la tensione continua prelevata tra le resistenze R15 ed R16 è proporzionale al valore efficace della tensione d'ingresso, e quindi la taratura dello strumento può es-

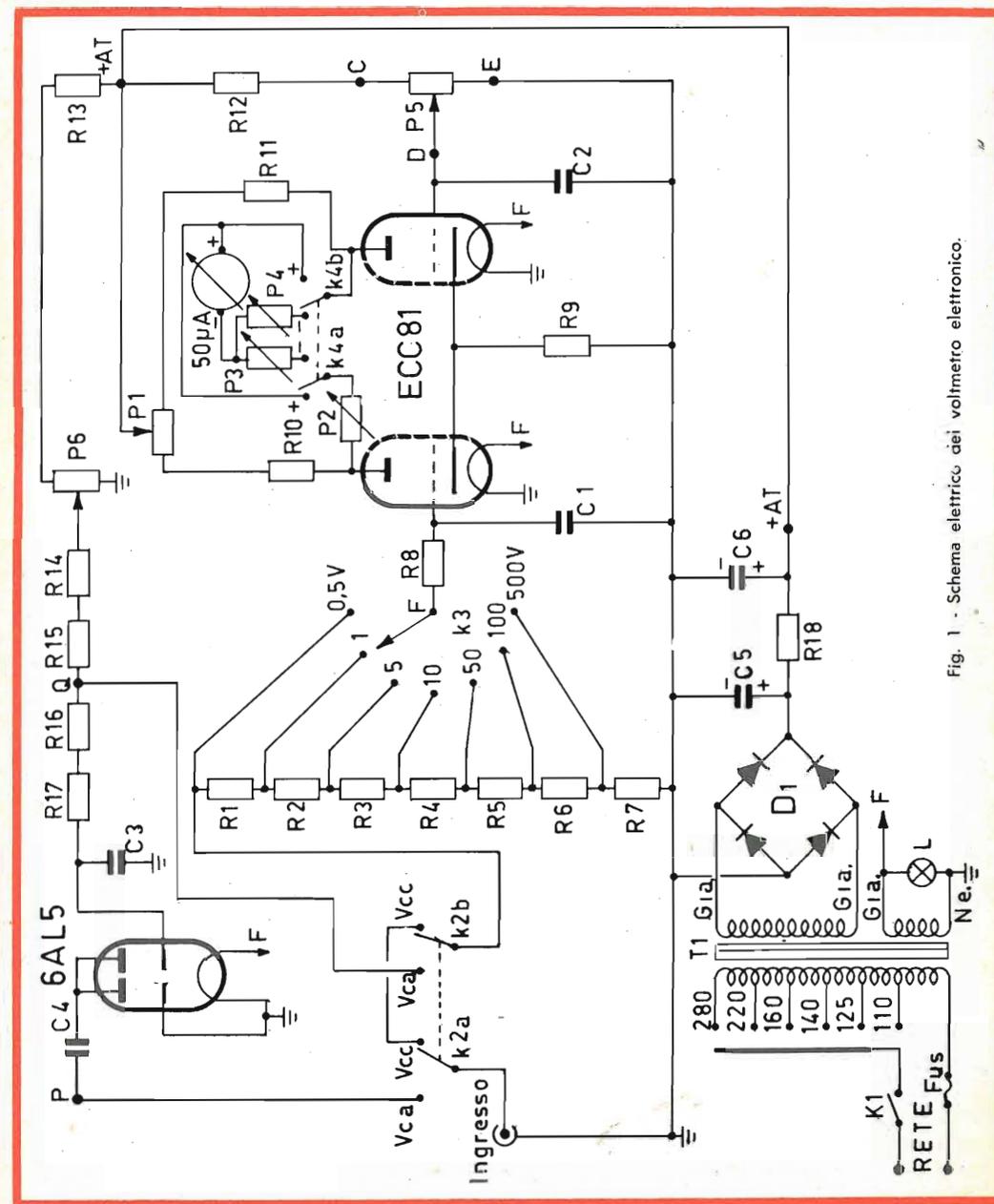



Fig. 1 - Schema elettrico del voltmetro elettronico.

sere fatta in Veff; naturalmente ciò vale solo per una forma d'onda sinusoidale, e per tutte le altre forme d'onda è necessario moltiplicare il valore letto sullo strumento per il fattore $2\sqrt{2} = 2{,}82$, che fornisce il valore picco-picco.

Facciamo notare che, poichè ai diodi V1 ed ai condensatori C3 e C4 non può essere applicata una tensione superiore a quella massima ammissibile, le tensioni alternate possono essere misurate solo fino a 150 V; per valori superiori si userà un apposito attenuatore esterno che divide la tensione da misurare per il fattore 10; per tale fattore dovrà essere moltiplicata la lettura, estendendo in tal modo il campo di misura fino a 1500 Vca.

L'alimentazione del voltmetro elettronico è ottenuta mediante il trasformatore T1 a primario universale, inserito dall'interruttore di rete K1; dei due secondari, quello ad alta tensione alimenta il ponte di diodi D1, il quale fornisce la tensione positiva di polarizzazione anodica, mentre il secondario a bassa tensione alimenta i filamenti e la lampada spia. Il ponte di diodi è seguito da un filtro costituito dai condensatori C5, C6 e dalla resistenza R18, che ha il compito di livellare la tensione raddrizzata.

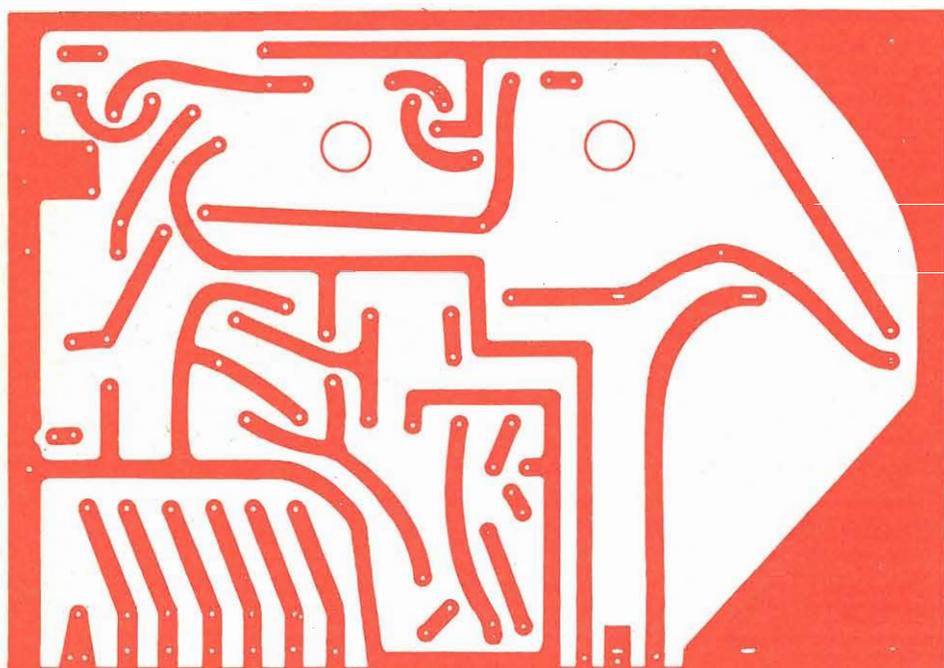



Fig. 2 - Circuito stampato visto dal lato delle saldature - scala 1 : 1.

## REALIZZAZIONE PRATICA

Nella realizzazione del voltmetro elettronico abbiamo cercato di riunire in un unico circuito stampato la maggior parte dei componenti, lasciando fuori solo il trasformatore di alimentazione e tutti quei comandi che trovano posto sul pannello dello strumento. I comandi esterni sono:

l'interruttore di rete K1
la lampada spia L
il commutatore Vcc-Vca K2
il selettore di portata K3
il commutatore di polarità K4
il potenziometro di azzeramento P5
le boccole d'ingresso
il cambiatensione e portafusibile



Il circuito stampato viene fissato direttamente ai morsetti dello strumento indicatore.

Passiamo ora alla realizzazione vera e propria dello strumento: in fig. 2 è rappresentato il circuito stampato, visto dal lato delle saldature, in scala 1 : 1, le cui dimensioni sono 125 x 88 mm.

Non ci dilunghiamo sul procedimento che si deve seguire per ottenere il circuito stampato, procedimento che certamente è ormai noto a tutti i lettori, e passiamo senz'altro al montaggio dei componenti la cui disposizione appare nella fig. 3.

A proposito della scelta dei componenti, sono necessarie alcune precisazioni: la precisione dello strumento infatti dipende in gran parte dalla precisione delle resistenze del partitore d'ingresso.

Per avere un buon risultato è quindi necessario procurarsi delle resistenze il cui valore sia esattamente quello di calcolo; nel nostro caso però le resistenze del partitore non hanno un valore unificato, tranne la resistenza R7 di 10 kohm. Le altre resistenze sono multiple, secondo potenze di 10, dei valori 4 e 5, ma, tenendo conto della tolleranza del ± 10% attorno al va-

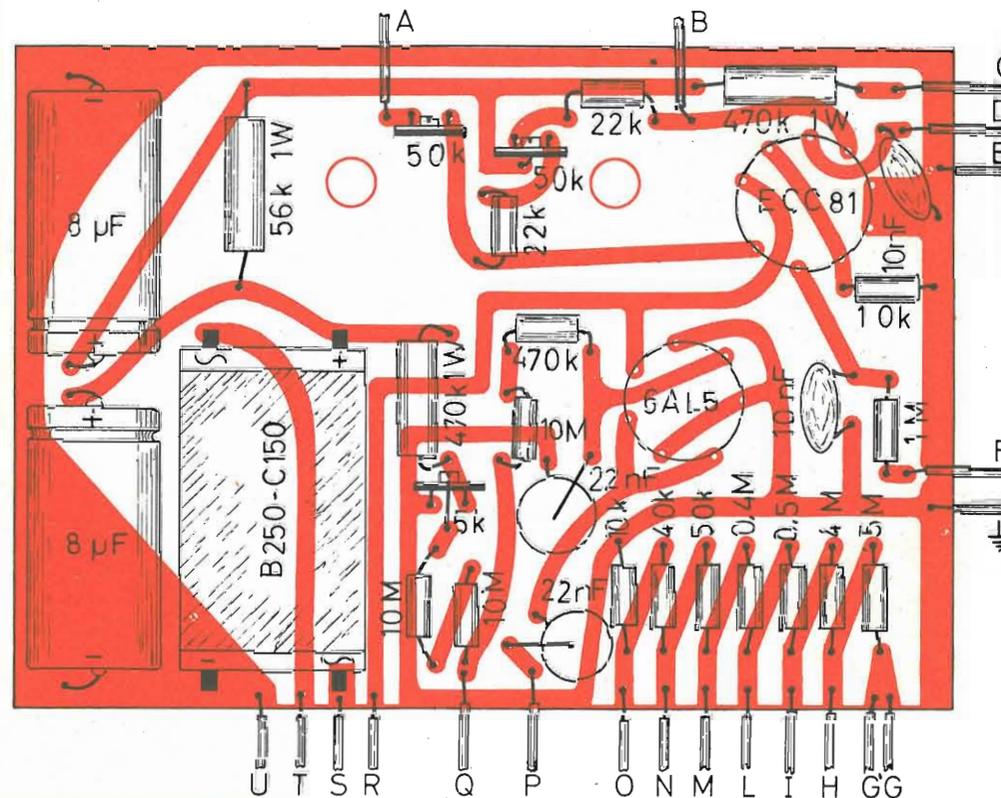



Fig. 3 - Circuito stampato visto dal lato dei componenti.

lore nominale, è facile trovare resistenze di valore esatto scegliendole tra un mazzo di resistenze di valore prossimo. Così ad esempio la resistenza R6 di 40 Mohm sarà scelta tra un certo numero di resistenze di 30 kohm, mentre la R5 di 50 kohm sarà scelta tra le resistenze di 47 kohm.

Un altro metodo, consiste nel procurarsi una resistenza di valore immediatamente inferiore e di asportarne una parte del corpo mediante una lima, facendone così crescere il valore.

Il miglior modo di misurare le resistenze da usare nel partitore è quello di avvalersi di un ponte per resistenze; in mancanza di questo si può usare un tester abbastanza preciso, riservandosi di effettuare gli ultimi ritocchi in sede di taratura.

Dal circuito stampato escono tutti i collegamenti che vanno ai comandi che si trovano sul pannello: in fig. 4, in cui la piastra è vista dal lato dei componenti, appare evidente la disposizione circuitale. Raccomandiamo di usare cavo schermato per i conduttori percorsi dal segnale d'ingresso, e di intrecciare i fili della bassa e dell'alta tensione del trasformatore di alimentazione, percorsi da corrente alternata. La lampada spia ha un capo connesso a massa, mentre il morsetto isolato deve essere collegato al punto R. Si rammenta di collegare la massa del pannello alla massa del circuito.

Il circuito stampato viene fissato diret-

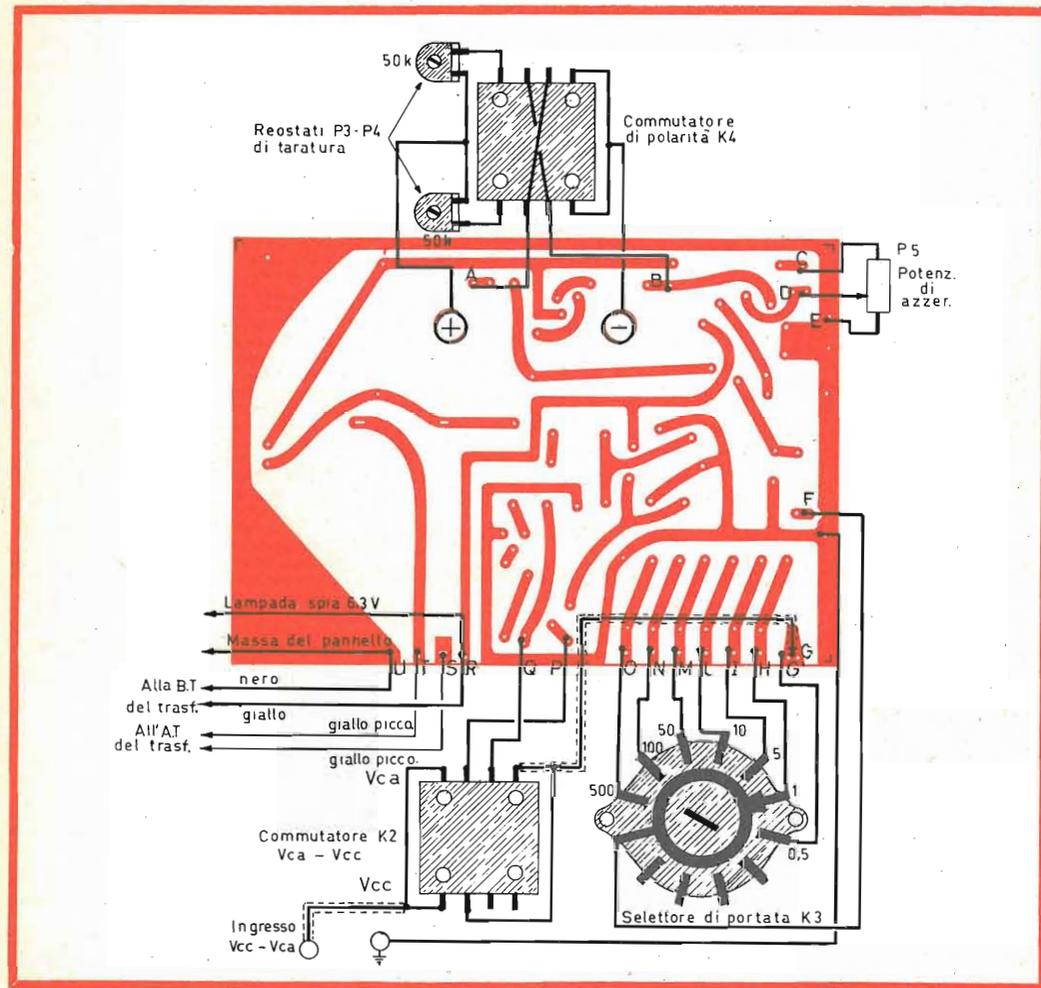
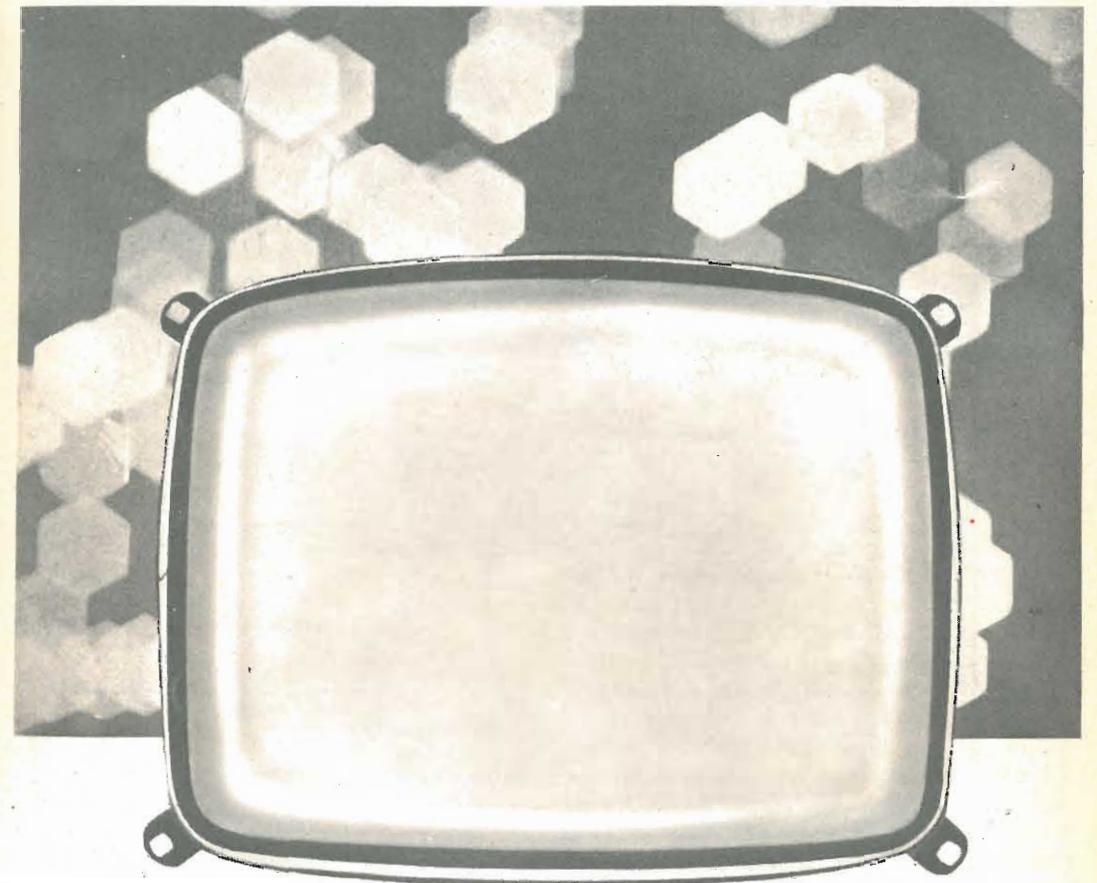



Fig. 4 - Collegamenti tra il circuito stampato ed i comandi posti sul pannello (visto dal lato saldature).

tamente ai morsetti del microamperometro, morsetti ai quali saranno anche collegati i due conduttori che vanno al commutatore di polarità K4. Su quest'ultimo sono fissati, mediante saldatura dei terminali i reostati di taratura P3 e P4.

Tutto lo strumento può essere raggruppato in un unico pannello frontale, ad eccezione del trasformatore di alimentazione e del cambiatensione-portafusibile. Suggeriamo a questo proposito una soluzione semplice e razionale, di cui la fig. 5 mostra

il pannello frontale, mentre lasciamo al lettore il compito di scegliere e costruire la scatola contenitrice.

Il trasformatore di alimentazione, può trovare posto sul piano base del contenitore ed il cambiatensione nella parte posteriore.

Perchè risulti sufficientemente robusto, consigliamo di realizzare il pannello frontale in lamiera di alluminio dello spessore di 1 mm.

Dopo aver forato la lamiera in base alle indicazioni della fig. 5, è consigliabile carteggiare finemente il pannello e scrivere

Fig. 5 - Piano di foratura e diciture del pannello frontale.

con inchiostro di china le diciture relative ai diversi comandi; per proteggere infine il pannello vi si può applicare un foglio di plastica autoadesiva trasparente. Forata la plastica in corrispondenza dei fori già eseguiti sulla lamiera, si passa al montaggio dei componenti.

Naturalmente questa è una soluzione economica, e nulla vieta ai nostri lettori di realizzare ad esempio il pannello in alluminio satinato, con diciture fotoincise. L'ingresso dello strumento fa capo ad una presa coassiale posta sul pannello, a cui viene collegato, mediante spina coassiale, il cavo schermato che termina con il puntale di misura corrispondente al punto cal-

Fig. 6a - Puntale « Vca ».

Fig. 6b - Puntale « Vcc ».

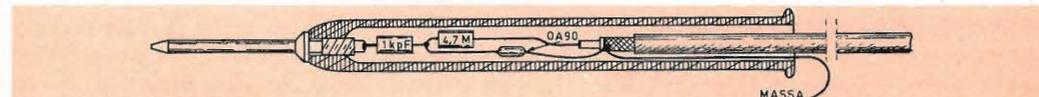



Fig. 6d - Puntale « R.F. ».

do, mentre per comodità, abbiamo lasciato separato il puntale corrispondente alla massa, che sarà collegato all'apposita boccola.

I puntali che completano lo strumento sono:

— il puntale « Vca », che può essere utilizzato anche per misura di tensioni continue, e che è collegato direttamente al conduttore interno del cavo schermato (figura 6a);

Fig. 6c - Schema elettrico del puntale « R.F. ».

— il puntale « Vcc », per misurare tensioni continue in presenza di tensioni oscillanti, esso contiene una resistenza in serie di 10 Mohm (fig. 6b);

— il puntale « R.F. », che comprende il circuito rivelatore di fig. 6c, e dalla cui parte posteriore esce un conduttore, collegato alla calza del cavo schermato. Durante le misure esso deve essere collegato a massa (fig. 6d).

Il diametro esterno del cavo schermato è di 4,5 mm, raccomandiamo di mantenere la calza schermante il più possibile vicino all'estremità del puntale, e di tenere molto corti i collegamenti dei componenti nei puntali « Vca » e « R.F. », in modo che la parte del puntale che viene tenuta in mano non risenta delle influenze esterne.

Per misure di tensioni alternate superiori a 100 Veff e di tensioni impulsive superiori a 300 Vpp si deve usare l'attenuatore esterno, a rapporto 10 : 1, rappresentato in fig. 7a, che può essere contenuto ad esempio in una custodia metallica (fig. 7b) che possiede all'ingresso una presa coassiale uguale a quella posta sul pannello ed all'uscita un tratto di cavo schermato terminante in una spina coassiale uguale a quella del puntale.

## TARATURA

L'operazione di taratura rappresenta la fase più delicata della costruzione dello strumento, poichè da essa dipende la precisione dello strumento stesso; preghiamo quindi il lettore di prestare la massima attenzione.

Prima di iniziare la taratura vera e propria, si devono eseguire le seguenti operazioni preliminari:

— dopo aver completato la costruzione meccanica ed il cablaggio del voltmetro elettronico, ponendo il pannello in posizione verticale, e senza collegare la spina di alimentazione alla rete, è necessario, come prima operazione, azzerare lo strumento dal punto di vista meccanico, agendo sulla vite in plastica posta sul coperchio del microamperometro fino a portare l'indice sul valore zero.

— Si predisponga il cambiatensione per la tensione di rete e poi si colleghi la spina alla presa di corrente. Agendo sull'interruttore di rete K1 si deve accendere la lampada spia. In caso contrario si controlli la integrità della lampadina e del fusibile contenuto nel cambiatensione-portafusibile. Se questo è interrotto è necessario sostituirlo con uno di pari portata (0,2A).

Fig. 7a - Schema elettrico dell'attenuatore 10 : 1 per tensioni alternate.

— Si controlli l'avvenuta accensione dei filamenti delle valvole e se ne misuri la tensione tra i punti V e R, essa dovrà risultare pari a 6,3 V.

— Si misuri la tensione di polarizzazione anodica nel punto AT, essa deve essere di circa + 290 V (misura eseguita con un tester di 20.000 Ohm/V). Nel caso in cui la tensione fosse molto diversa, è necessario modificare il valore della resistenza R18.

Fig. 7b - Realizzazione pratica dell'attenuatore 10 : 1 per tensioni alternate.

Si può ora iniziare la taratura dello strumento, cominciando dalla misura di tensioni continue. Per far ciò è necessario procurarsi una sorgente di tensione continua di cui si possa variare il valore; a questo può servire una semplice pila da 4,5 V ed un potenziometro da 1.000 Ohm, collegati secondo la disposizione di fig. 8. La tensione così ottenuta, e che funge da tensione campione, deve essere letta su un voltmetro in continua sufficientemente preciso.

Raccomandiamo inoltre di effettuare la taratura solo quando lo strumento è ben caldo, quando cioè è stato acceso con continuità per almeno mezz'ora.



Ciò premesso si proceda come segue:

— si inserisca il puntale per tensioni alternate (esso però può essere usato anche per tensioni continue) e lo si porti a contatto con il morsetto di massa, cortocircuitando così l'ingresso;

— si porti il commutatore K2 nella posizione « Vcc » e si predisponga il selettore di portata K3 per la portata 5 V fondo scala;

— dopo aver ruotato il potenziometro esterno di azzeramento P5, sino a portarlo a metà corsa, si agisca sul cursore del potenziometro P1, fintantochè l'indice del microamperometro segni il valore zero (attenzione a non toccare il potenziometro con parti metalliche, dato l'elevato potenziale a cui si trova). D'ora innanzi l'azzeramento dello strumento sarà affidato al solo potenziometro P5.

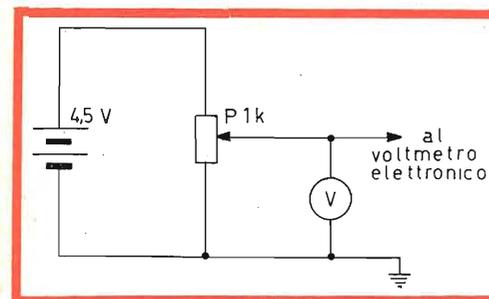



Fig. 9 - Circuito per la taratura del voltmetro elettronico per le tensioni alternate.

— si applichi ora una tensione nota di 4 V ai morsetti d'ingresso e si porti il commutatore K4 nella posizione per cui l'indice dello strumento devia verso destra; quella posizione corrisponde alla polarità del punto caldo;

— si porti il cursore del reostato P2 in una posizione intermedia e si regoli il reostato P3, o P4 a seconda della polarità, sino a portare l'indice dello strumento sul valore 4 V, corrispondente alla tensione d'ingresso.

Questa operazione può influire sull'azzeramento, si rende perciò necessario ripetere alcune volte le due manovre sino ad ottenere la perfetta stabilità di taratura dello zero e del valore 4 V.

— Invertendo la polarità della tensione d'ingresso, e commutando nello stesso tempo la posizione del commutatore K4, si ripetono le operazioni precedenti, regolando questa volta il reostato P4 o P3 che non si è regolato prima, facendo coincidere l'indice dello strumento con il valore 4 V.

Può accadere però che la corsa dei reostati P3 e P4 non sia sufficiente per ottenere la taratura dello strumento, in questo caso è necessario variare il reostato P2: si noti però che la variazione P2 richiede una nuova operazione di taratura per tutte e due le polarità.

Si verifichi infine la linearità della scala variando la tensione d'ingresso e confrontando i valori indicati dal voltmetro di controllo e dal voltmetro elettronico.

A questo punto lo strumento è completamente tarato per quanto riguarda le tensioni continue, e la sua precisione dipende dalla precisione del voltmetro usato per la

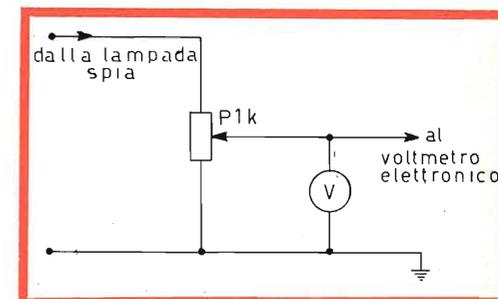



Fig. 8 - Circuito per la taratura del voltmetro elettronico per le tensioni continue.

taratura, dalla precisione delle resistenze del partitore e dalla cura con cui sono state effetuate le operazioni di taratura.

Possiamo passare ora alla taratura dello strumento per le tensioni alternate, usando una sorgente di tensione alternata, che può essere ad esempio, l'alimentazione a 6,3 V dei filamenti e della lampada spia dello strumento stesso, inviata ad un potenziometro di 1.000 Ohm (fig. 9).

Analogamente a quanto fatto per le tensioni continue, è necessario controllare la tensione d'ingresso con un voltmetro campione in alternata.

La taratura avviene nel seguente modo:

— dopo aver portato il commutatore K4 nella posizione « — » ed il commutatore K2 nella posizione « Vcc », si azzeri lo strumento agendo sul potenziometro P5, man-

tenendo i morsetti d'ingresso in cortocircuito.

— Si porti il commutatore K2 nella posizione « Vca », e, sempre con i morsetti di ingresso in cortocircuito, si agisca sul potenziometro P6 sino ad azzerare lo strumento.

Per la misura di tensioni alternate, il commutatore di polarità K4 deve essere predisposto per la misura di tensioni negative.

— Applicando ai morsetti una tensione alternata di 4 Veff, prelevata ai capi del potenziometro P e controllata dal voltmetro V, si verifichi che il valore indicato dallo strumento sia effettivamente 4 Veff; in caso contrario è necessario modificare i valori delle resistenze in serie R16 e R17, che riportano il valore picco-picco all'uscita del rivelatore in valore efficace.

La taratura dello strumento si può così considerare terminata; rimane ora solo da modificare la scala del microamperometro.

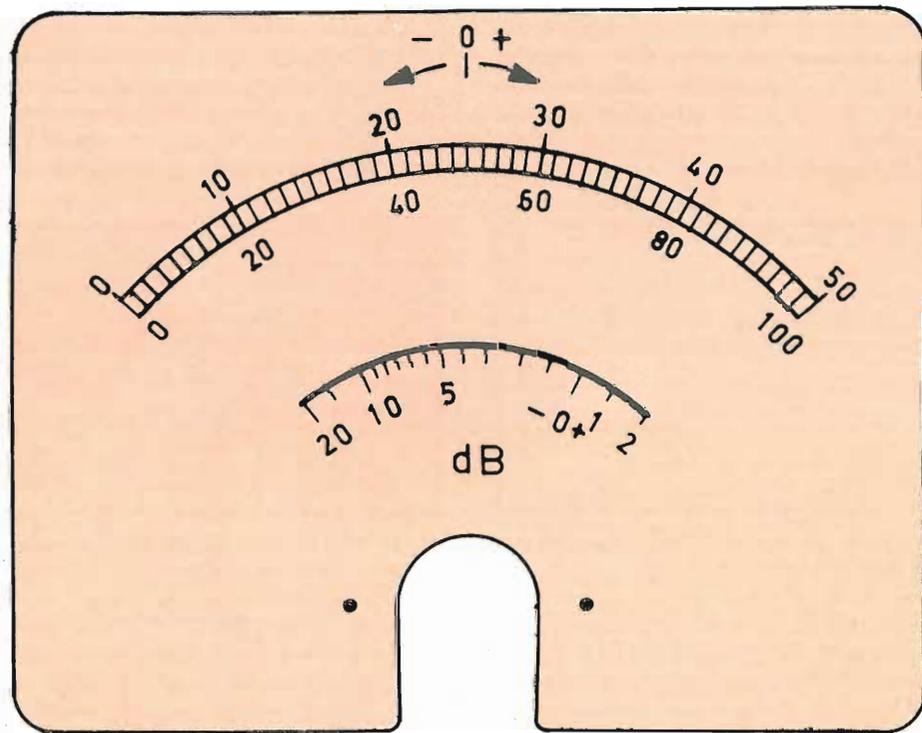
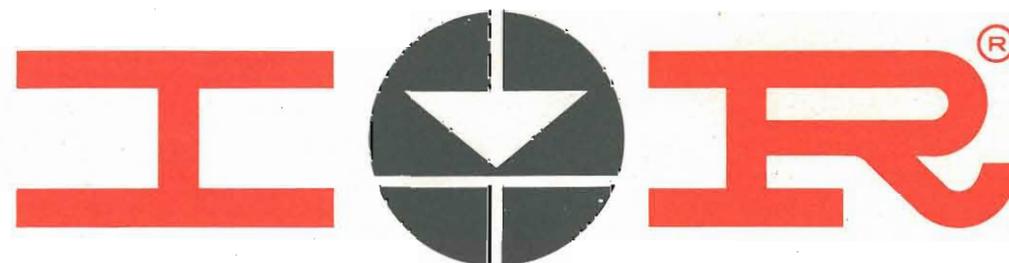



Fig. 10 - La scala dello strumento.

## LE SCALE DELLO STRUMENTO

Il microamperometro che abbiamo scelto come strumento indicatore per il voltmetro elettronico, ha una sensibilità di 50 μA fondo scala, e la sua scala, che risulta essere lineare, possiede 50 divisioni; possiamo sfruttare questa graduazione per le portate del voltmetro multiple di 5 secondo le potenze di 10, mentre per le portate multiple di 1 occorre modificare la scala, e per avere la taratura in « decibel » è necessario tracciarne una nuova.

Per poter disegnare sul quadrante dello strumento, si deve togliere il coperchio di plastica trasparente che protegge il microamperometro e svitare le due viti che fissano il quadrante allo strumento, dopodichè si sfila lo stesso, facendo bene attenzione a non danneggiare l'indice mobile.

Il quadrante del microamperometro possiede nel centro la dicitura « μA », che potrà essere cancellata con una comune gomma da inchiostro.

Possiamo quindi procedere al disegno delle nuove scale, che sono, come appare in fig. 10, la scala 0 ÷ 50, la scala 0 ÷ 100 e la scala dei « decibel ».

Mentre la scala 0 ÷ 100 non ha bisogno di spiegazioni, poichè si ottiene moltiplicando per due il numero delle divisioni della scala già tracciata 0 ÷ 50, è necessario soffermarsi sulla scala tarata in « decibel ».

Come abbiamo in precedenza affermato, il « decibel » (dB) rappresenta un'unità di rapporto definita dalla relazione $20 \lg_{10} \frac{V_2}{V_1}$ ma è spesso comodo assumere una delle due tensioni come riferimento e, convenzionalmente, si considera la tensione 0,775 V, a cui corrisponde una potenza di 1 mW dissipata di una resistenza di 600 ohm.

Collegamenti tra il circuito stampato ed i comandi posti sul pannello a montaggio effettuato.

In tal modo l'espressione precedente diventa: $20 \lg_{10} \frac{V_2}{0{,}775}$; per valori di V 2 maggiori di 0,775 V il numero dei « decibel » è positivo, e rappresenta un guadagno riferito alla tensione convenzionale, per valori di V 2 minori di 0,775 V il numero dei « decibel » è negativo, e rappresenta un'attenuazione, mentre per V 2 = 0,775 V l'espressione precedente si annulla, ottenendo il « livello zero » di riferimento.

Ad ogni valore di tensione V 2 corrisponde pertanto un determinato numero di « decibel »; per comodità del lettore riportiamo in « tabella 1 » i valori dei « decibel » corrispondenti alle tensioni comprese nella scala 0 ÷ 1 V.

Per tracciare la scala dei « dB » è sufficiente far corrispondere alle tensioni lette sulla scala graduata in 100 divisioni, il numero dei dB che loro competono, tenendo presente che la taratura viene effettuata solo per la portata 0 ÷ 1 V.

Per ottenere la misura di tensione espressa in dB, per le altre portate, è sufficiente aggiungere un determinato numero di dB, definito dalla relazione $20 \lg_{10} V_{fs}$, dove $V_{fs}$ è la portata di fondo scala; di ciò, comunque, parleremo più avanti.

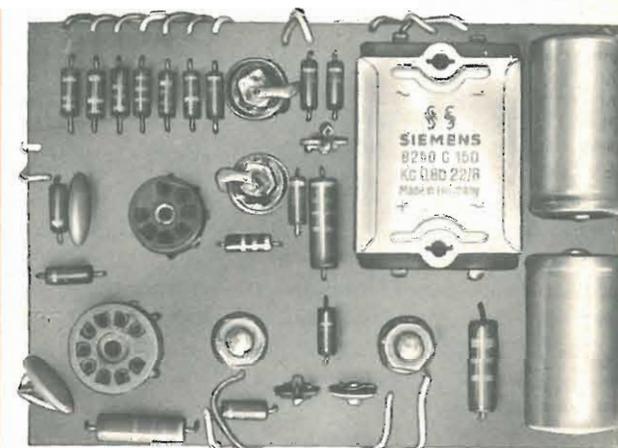
In fig. 10 è rappresentato il quadrante dello strumento con le scale modificate; al centro dello strumento è segnato anche uno zero centrale, che può essere utile in alcune misure. Le scale possono essere disegnate con inchiostro di china.



## L'USO E LE APPLICAZIONI DEL VOLTMETRO ELETTRONICO

Il voltmetro elettronico non si usa in modo molto differente dal normale « tester »; diamo comunque alcune brevi note di servizio, che riguardano in particolare il modello da noi descritto.

## MISURA DI TENSIONI CONTINUE

Distinguiamo la misura di tensioni continue, in misura, ad esempio, di tensioni di polarizzazione delle valvole o deie transistori, ed in quella di tensioni continue con sovrapposta una tensione alternativa; nel primo caso si usa il puntale « Vca » che è direttamente collegato all'ingresso mediante il cavo schermato, e quindi può servire per misurare anche tensioni continue.

Circuito stampato, visto dal lato dei componenti a montaggio effettuato.

Per la misura di tensioni continue si procede come segue:

— si accende lo strumento e lo si lascia scaldare per alcuni minuti, e cioè fino a quando l'indice dello strumento rimane fermo;

— si porta il commutatore « Vca-Vcc » nella posizione « Vcc » ed il commutatore di polarità nella posizione « + » o « — », a seconda che si misurino tensioni positive o negative;

— si sceglie il valore di fondo scala mediante il selettore di portata;

— si inserisce il puntale di massa nell'apposita boccola ed il puntale schermato nella presa coassiale « Vcc-Vca »;

— si cortocircuitano i puntali e si procede all'azzeramento agendo sul potenziometro di « ZERO »;

— si collega il puntale di massa al punto freddo del circuito ai capi del quale si vuole misurare la tensione, ed il puntale schermato al punto caldo.

Si faccia attenzione a non collegare il puntale di massa ad un punto in tensione, poichè il morsetto di massa è collegato al pannello; per sicurezza e per eseguire una buona misura sarebbe bene collegare la massa dello strumento ad una buona presa di terra.

Il valore della tensione misurata si legge sulla scala 0 ÷ 50 o 0 ÷ 100, a seconda che il selettore di portata sia in una posizione multipla di 5 o di 1.

Si presti attenzione al fatto che nella scala 0 ÷ 100 ad ogni divisione corrispondono due unità.

Quando si cambia portata è necessario controllare l'azzeramento dello strumento.

Il campo di misura si estende da 0,5 V a 500 V fondo scala, e la resistenza d'ingresso è pari a 100 Mohm.

## MISURA DI TENSIONI CONTINUE IN PRESENZA DI OSCILLAZIONI

Quando occorre misurare una tensione continua a cui si sia sovrapposta una tensione oscillante, come ad esempio la tensione di polarizzazione della griglia di un oscillatore, è necessario usare il puntale « Vcc »; questo contiene, come abbiamo visto precedentemente, una resistenza in serie di 10 Mohm, che, in unione alla capacità del cavo schermato di collegamento, costituisce un filtro passa-basso che elimina la componente alternata.

Poichè la resistenza d'ingresso del voltmetro elettronico è anch'essa di 10 Mohm, la tensione misurata dallo strumento è la metà della tensione effettiva, e pertanto è necessario raddoppiare la lettura.

Il modo di procedere è identico a quello visto per la misura di tensioni continue, con l'unica differenza che occorre moltiplicare per il fattore 2 il valore letto sullo strumento.

Il campo di misura si estende da 1 V a 1000 V fondo scala, e la resistenza d'ingresso è uguale a 20 Mohm.

## MISURA DI TENSIONI ALTERNATE SINUSOIDALI

Per misurare tensioni alternate sinusoidali occorre usare il puntale « Vca », procedendo come per la misura di tensioni continue, portando però il commutatore « Vca-Vcc » nella posizione « Vca » ed il commutatore di polarità nella posizione « — ».

Il valore letto rappresenta il valore efficace della tensione misurata (solo se la forma d'onda è sinusoidale).

Il campo di misura si estende da 0,5 V a 150 V fondo scala; per valori maggiori di 150 V è necessario usare l'attenuatore esterno di rapporto 10 : 1, inserendolo tra il puntale e l'ingresso del voltmetro elettronico. In tal caso il campo di misura si estende sino a 1500 V, e la lettura deve essere moltiplicata per il fattore 10.

Il campo di frequenza va da 25 Hz a 2 MHz.

## MISURA DI VALORE PICCO-PICCO

Nel caso di forme d'onda non sinusoidali interessa conoscere il valore picco-picco della tensione, cioè la differenza tra il valore massimo ed il valore minimo.

Per effettuare la misura si procede come per la misura delle tensioni alternate; il valore letto deve però essere moltiplicato per il fattore 2,82, che rappresenta il rapporto tra il valore picco-picco ed il valore efficace per una tensione sinusoidale.

Il campo di misura si estende da 1,4 Vpp a 400 Vpp; per valori di tensione superiore si ricorre all'attenuatore esterno a rapporto 10 : 1, con il quale è possibile misurare tensioni fino a 4000 Vpp.

## MISURA DI TENSIONI A RADIOFREQUENZA

La misura di tensioni a radiofrequenza viene eseguita usando l'apposito puntale « RF », che permette di misurare tensioni la cui frequenza può variare da 100 kHz sino a 250 MHz, riducendo al minimo le capacità d'ingresso.

Per effettuare la misura si porta il commutatore « Vca - Vcc » nella posizione « Vcc » ed il commutatore di polarità nella posizione « — ».

Il valore letto esprime il valore efficace della tensione a radiofrequenza. Per evitare errori nella misura occorre collegare a massa la calza schermante del cavo coassiale del puntale.

Si faccia attenzione a non applicare al puntale una tensione superiore a 30 Veff.

## MISURA DI GUADAGNO ED ATTENUAZIONE

La scala tarata in « decibel » del voltmetro elettronico consente di misurare direttamente il guadagno o l'attenuazione introdotto da un quadripolo; per questo è sufficiente misurare il livello della tensione all'ingresso del quadripolo espresso in dB ed il livello della tensione presente all'uscita, e fare la differenza dei due valori letti.





È necessario però tenere presente due fattori, e cioè:

— la taratura in dB della scala si riferisce alla portata 0 ÷ 1 V, e per ottenere il valore del livello di tensione espresso in dB per le altre portate è necessario aggiungere algebricamente il numero di dB che appare nella tabella 2 in corrispondenza delle varie portate.

— Per attenersi alla definizione di dB occorre che la resistenza d'ingresso e di uscita del quadripolo siano di valore uguale.

**TABELLA 2**

| Portata (V) | dB |
|---|---|
| 0,5 | — 6 |
| 1 | 0 |
| 5 | + 14 |
| 10 | + 20 |
| 50 | + 34 |
| 100 | + 40 |
| 500 | + 54 |

## LA SCALA A ZERO CENTRALE

Al centro della scala è posto uno zero; esso si rivela utile in alcune misure: portando infatti l'indice dello strumento su tale valore (zero), e applicando all'ingresso una tensione positiva, supponendo il commutatore di polarità posto nella posizione « + », l'indice si sposta verso destra, mentre, se la tensione applicata è negativa, esso si sposta verso sinistra. In tal modo si è trasformato il voltmetro elettronico in un sensibile rivelatore di polarità, che può essere usato ad esempio come rivelatore in circuiti a ponte o come voltmetro differenziale in unione ad un potenziometro di precisione. La sensibilità viene regolata variando la portata.

## ESEMPI DI APPLICAZIONE DEL VOLTMETRO ELETTRONICO

Mentre riteniamo superfluo soqermarsi su esempi di applicazione del voltmetro elettronico come misuratore di tensioni, vogliamo dare alcune precisazioni riguardanti l'uso della scala dei « decibel ».

**Esempio 1°**

Supponiamo di voler misurare il guadagno di un amplificatore in bassa frequenza (fig. 11): il metodo classico consisterebbe nel misurare la tensione di uscita Vu e la tensione d'ingresso Vi, di valutarne il rapporto $A = \frac{Vu}{Vi}$ e di calcolarne il logaritmo in base a 10 moltiplicato per il fattore 20. Il valore così ottenuto esprime il guadagno $G = 20 \lg_{10} \frac{Vu}{Vi}$ espresso in dB, ed è effettivamente un guadagno se risulta di valore positivo — e ciò avviene se Vu > Vi, mentre è un'attenuazione se il valore è negativo e cioè per Vu < Vi.

Fig. 11.

Se ci atteniamo però alla definizione di « decibel », considerando cioè il logaritmo del rapporto tra la potenza d'uscita e la potenza d'ingresso, moltiplicato per il fattore 10, si ha:

$$G = 10 \lg_{10} \frac{Pu}{Pi} = 10 \lg_{10} \frac{V^2u}{Ru} \cdot \frac{Ri}{V^2i} =$$

$$= 20 \lg_{10} \frac{Vu}{Vi} + 10 \lg_{10} \frac{Ri}{Ru}$$

Osservando la precedente espressione notiamo che il guadagno è espresso dalla somma di due termini, di cui il primo riguarda il rapporto tra le tensioni di uscita e d'ingresso, mentre il secondo termine tiene conto del rapporto tra le resistenze d'ingresso e d'uscita; solo se le

resistenze Ri e Ru sono uguali, il secondo termine si annulla, altrimenti è necessario considerarlo.

Il primo termine può essere misurato facilmente mediante la scala in « decibel » del voltmetro elettronico; infatti si può scrivere:

$$G = 20 \lg_{10} \frac{Vu}{Vi} =$$

$$= 20 \lg_{10} \frac{Vu}{0,775} - 20 \lg_{10} \frac{Vi}{0,775}$$

dove 0,775 è la tensione di riferimento in base alla quale è stato tarato il voltmetro.

Applicando il voltmetro all'uscita dell'amplificatore si legge direttamente il valore espresso in dB $20 \lg_{10} \frac{Vu}{0,775}$, ed applicandolo all'ingresso si legge il valore $20 \lg_{10} \frac{Vi}{0,775}$; la differenza delle letture fornisce il guadagno dello stadio e, se le resistenze d'ingresso e d'uscita sono diverse, si aggiunge il termine $10 \lg_{10} \frac{Ri}{Ru}$, se ci si vuole attenere alla vera definizione di « decibel ».

Come esempio numerico supponiamo che la resistenza d'ingresso sia

Ri = 10 kohm,

che la resistenza d'uscita sia

Ru = 10 Ohm,

che l'indicazione del livello d'ingresso sia — 10 dB (letto nella portata 0 ÷ 1 V) e che l'indicazione del livello d'uscita sia + 22 dB (letto nella portata 0 ÷ 10 V), per cui bisogna aggiungere al valore letto sulla scala pari a +2 dB, il valore +20 dB, come appare dalla tabella 2).

In tal caso la differenza delle due letture vale:

$$+ 22 + 10 = + 32 \text{ dB}$$

a cui bisogna aggiungere il termine

$$10 \lg_{10} \frac{Ri}{Ru} = 10 \lg_{10} \frac{10.000}{10} = 30 \text{ dB}$$

per cui il guadagno dell'amplificatore vale:

$$G = 32 + 30 = 62 \text{ dB}$$

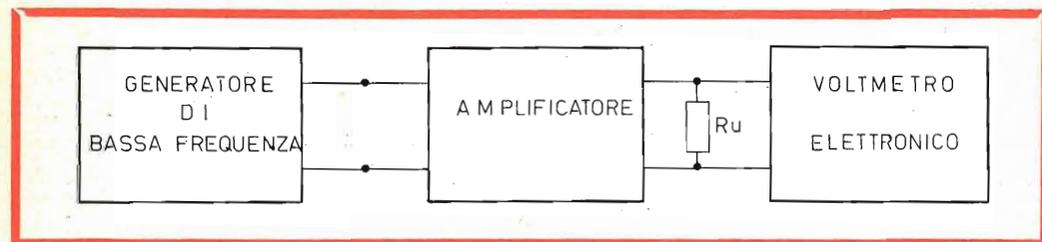



Fig. 12.

**Esempio 2°**

Consideriamo ora un caso più interessante: supponiamo cioè di voler tracciare la curva di risposta di un amplificatore di bassa frequenza e di volerne determinare la banda passante. È questa una misura che accade spesso di dover fare, per poter definire la fedeltà di un amplificatore di bassa frequenza.

Gli strumenti necessari sono un generatore di bassa frequenza a frequenza regolabile ed il voltmetro elettronico; la disposizione circuitale è riportata in fig. 12.

L'amplificatore deve essere caricato all'uscita con una resistenza di carico pari all'impedenza d'uscita dell'amplificatore stesso ed il segnale inviato dal generatore di bassa frequenza deve essere sufficientemente piccolo, in modo da non introdurre distorsioni.

In questo tipo di misura interessa non tanto sapere quanto vale il guadagno dell'amplificatore, ma bensì di sapere di quanto e come varia il guadagno al variare della frequenza, rispetto al guadagno di centrobanda, per una frequenza cioè presa al centro della banda in cui il guadagno rimane praticamente costante; comunemente si sceglie la frequenza di 1000 Hz.

La misura si esegue in questo modo:

— si porta il generatore sulla frequenza di 1000 Hz e si legge il livello d'uscita espresso in « decibel » sulla scala del voltmetro elettronico;

— variando la frequenza del generato-

re e mantenendo costante la tensione di uscita (questa eventualmente si può controllare spostando il voltmetro elettronico all'ingresso dell'amplificatore) si legge il valore del livello d'uscita per ogni frequenza e si esegue la differenza tra il valore letto a 1000 Hz ed il nuovo valore;

— si riportano i dati su di un diagramma avente sulle ascisse la frequenza e sulle ordinate i valori del guadagno relativo calcolato (in genere si preferisce usare un diagramma semilogaritmico, che riportiamo per comodità del lettore in fig. 13).

La curva che si ottiene congiungendo i punti trovati rappresenta la curva di risposta alla frequenza dell'amplificatore; notiamo che dove la curva è piatta, il guadagno relativo al guadagno misurato alla frequenza di 1000 Hz è nullo.

Per trovare la banda passante si calcola la differenza tra le frequenze corrispondenti alla diminuzione del guadagno pari a — 3 dB.

La banda passante rappresenta infatti la differenza tra le frequenze critiche e superiori ed inferiori, corrispondenti alla diminuzione dell'amplificazione al valore pari al 70% dell'amplificazione a centro banda; tale diminuzione espressa in « decibel » vale appunto:

$$20 \lg_{10} 0{,}7 = -3 \text{ dB}$$

Facciamo notare che nella misura eseguita, per quanto riguarda la determinazione del guadagno, non compare il termine correttivo $10 \lg_{10} \frac{R'}{R''}$, poichè la misura del livello d'uscita viene fatta sempre ai capi della resistenza di uscita e quindi le resistenza R' ed R'' si identificano, rendendo nullo il logaritmo del loro rapporto.

In fig. 13 abbiamo riportato l'andamento della curva di risposta di un amplificatore, in modo tale che il lettore possa ricopiare il diagramma semilogaritmico,

Fig. 13.

non, sempre reperibile in commercio.

A questo proposito vogliamo dare alcune precisazioni sul diagramma semilogaritmico, per coloro che non sono abituati ad usarlo.

Osservando il diagramma in fig. 13, notiamo che l'asse delle ordinate possiede una scala lineare, mentre l'asse delle ascisse possiede una scala logaritmica; si usa la scala logaritmica perchè mediante essa si esplora in breve spazio una ampia gamma di frequenze, spaziando maggiormente le frequenze inferiori e concentrando le frequenze alte.

La scala è divisa in quattro decadi che si ripetono identicamente (come le scale del regolo calcolatore) e le frequenze vanno da 10 a $10^2$ Hz per la prima decade, da $10^2$ a $10^3$ Hz per la seconda, da $10^3$ a $10^4$ Hz per la terza e da $10^4$ a $10^5$ Hz per la quarta, esplorando completamente la gamma di frequenze caratteristiche nelle misure sugli amplificatori in bassa frequenza.

È anche possibile variare la gamma di frequenze cambiando semplicemente l'esponente dei numeri 10 delle decadi, ottenendo così ad esempio la copertura della gamma che si estende da 1 Hz a $10^4$ Hz, oppure da 100 Hz a $10^6$ Hz.

Notiamo che la frequenza zero corrisponde al punto « — ∞ » della scala.

Con queste brevi note concludiamo l'argomento del voltmetro elettronico, riprenderemo quanto prima l'argomento misure, descrivendo nuovi strumenti.



**MATERIALE OCCORRENTE Voltmetro elettronico**

| N. | simbolo | Descrizione | N. G.B.C. |
|---|---|---|---|
| 1 | R1 | 5 Mohm 1/2 W | D/32 |
| 1 | R2 | 4 Mohm 1/2 W | D/32 |
| 1 | R3 | 0,5 Mohm 1/2 W | D/32 |
| 1 | R4 | 0,4 Mohm 1/2 W | D/32 |
| 1 | R5 | 50 kohm 1/2 W | D/32 |
| 1 | R6 | 40 kohm 1/2 W | D/32 |
| 1 | R7 | 10 kohm 1/2 W | D/32 |
| 1 | R8 | 1 Mohm 1/2 W | D/32 |
| 1 | R9 | 10 kohm 1/2 W | D/32 |
| 1 | R10 | 22 kohm 1/2 W | D/32 |
| 1 | R11 | 22 kohm 1/2 W | D/32 |
| 1 | R12 | 470 kohm 1 W | D/42 |
| 1 | R13 | 470 kohm 1 W | D/42 |
| 1 | R14 | 10 Mohm 1/2 W | D/32 |
| 1 | R15 | 10 Mohm 1/2 W | D/32 |
| 1 | R16 | 470 kohm 1/2 W | D/32 |
| 1 | R17 | 10 Mohm 1/2 W | D/32 |
| 1 | R18 | 56 kohm 1 W | D/42 |
| 1 | P1 | 50 kohm Potenz. per circuito stampato | D/147 |
| 1 | P2 | 50 kohm Reostato per circuito stampato | D/149 |
| 1 | P3 | 50 kohm Reostato per circuito stampato | D/149 |
| 1 | P4 | 50 kohm Reostato per circuito stampato | D/149 |
| 1 | P5 | 1 kohm Potenz. per filo | D/331 |
| 1 | P6 | 10 kohm Potenz. per circuito stampato | D/147 |
| 1 | C1 | 10.000 pF | B/158-8 |
| 1 | C2 | 10.000 pF | B/158-8 |
| 1 | C3 | 22.000 pF | B/192-8 |
| 1 | C4 | 22.000 pF | B/192-8 |
| 1 | C5 | 8 μF 500 V elettrolitico | B/551 |
| 1 | C6 | 8 μF 500 V elettrolitico | B/551 |
| 1 | V1 | 6 AL 5 | |
| 1 | V2 | ECC 81 | |
| 1 | D1 | Raddrizzatore B 250 C 150 | E/164 |
| 1 | T1 | Trasformatore di alimentazione | H/189-1 |
| 1 | ST | Microamperometro 50 μA | T/445 |
| 1 | K1 | Interruttore | G/1132 |
| 1 | K2 | Deviatore bipolare | G/1135 |
| 1 | K3 | Commutatore con dispositivo di fermo | G/1030 |
| 1 | K4 | Deviatore bipolare | G/1135 |
| 1 | L | Portalampada completo di lampada 6 V | G/1820-V |
| 1 | — | Morsetto serrafilo | G/914-1N |
| 1 | — | Presa coassiale | G/2594-4 |
| 1 | — | Cambiatensione con portafusibile | G/2118 |
| 1 | — | Fusibile 0,2 A | G/1901-1 |
| 1 | — | Spina | G/2313-N |
| — | — | Cavo di alimentazione metri 1 | C/181 |
| 2 | — | Manopole | F/57 |
| 1 | — | Scatola completa per la realizzazione del circuito stampato | L/735 |

| N. | simbolo | Descrizione | N. G.B.C. |
|---|---|---|---|
| | | **Puntale « Vca » e Puntale « Massa »** | |
| 1 | — | Coppia di puntali | G/756 |
| 1 | — | Spina coassiale | G/2594-5 |
| 1 | — | Spina a banana | G/619-1 |
| — | — | Cavo schermato metri 1 | C/103 |
| — | — | Trecciola metri 1 | C/189 |
| | | **Puntale « Vcc » e Puntale « RF »** | |
| 1 | — | Coppia di puntali | G/756 |
| 2 | — | Spine coassiali | G/2594-5 |
| 1 | — | Resistenza 10 Mohm | D/32 |
| 1 | — | Resistenza 4,7 Mohm | D/32 |
| 1 | — | Condensatore 1000 pF ceramico a tubetto | B/16 |
| 1 | — | Diodo OA 90 | |
| — | — | Cavo schermato metri 2 | C/103 |
| 1 | — | Spina a banana | G/619-1 |
| | | **Attenuatore 10 : 1 per tensioni alternate** | |
| 1 | — | Presa coassiale | G/2594-4 |
| 1 | — | Spina coassiale | G/2594-5 |
| 1 | — | Resistenza 10 Mohm | D/32 |
| 1 | — | Resistenza 3,3 Mohm | D/32 |
| — | — | Cavo schermato cm 10 | C/103 |

a cura di P. Soati

## Le interferenze

Fra i problemi più complessi che sovente i tecnici sono chiamati a risolvere, durante la loro attività, vi è quello dei **fischi** più o meno acuti e di tonalità fissa o variabile, che possono alterare la ricezione di un apparecchio radio.

Trovare l'origine di tale anomalia è sempre cosa ardua e che non raramente mette a dura prova la pazienza del radioriparatore. In tal caso è ovviamente inutile cercare di risolvere la situazione lanciando dei moccoli a destra o a sinistra o rimpiangere riparazioni molto più comode e redditizie. Mai come in questa occasione è necessario procedere con calma, seguendo un certo metodo che consenta di individuare, nel minor tempo possibile e con certezza, l'origine dell'inconveniente.

Le cause che in un radioricevitore possono dare origine a dei fischi sono innumerevoli: dalla semplice dispersione di un condensatore elettrolitico, generalmente il secondo, la cui sostituzione fa sparire immediatamente ogni presenza di fischi (fatto questo che frequentemente radioriparatori, anche provetti, trascurano), alla **valvola convertitrice-mescolatrice** esaurita o poco efficiente, ad uno schermo fissato male alla sua base, ad **accoppiamenti** parassiti nei circuiti ad alta o media frequenza, eccetera.

Questo problema può sorgere naturalmente per ogni tipo di apparecchio ricevente, sia esso professionale o casalingo, e adatto alla ricezione di qualsiasi gamma di onde em. Di conseguenza è consigliabile che non solo il tecnico ed il radioriparatore siano in grado di stabilire se la presenza di fischi in un apparecchio radio sia da attribuire a cause esterne o a cause intrinseche nello stesso, ma anche i professionisti ed i radioamatori che alla buona radio ricezione sono così interessati.

Queste note si prefiggono per l'appunto di chiarire un argomento che sovente non è troppo conosciuto da questa gamma di persone che si occupano degli stessi problemi.

### Interferenza

È noto che due emissioni di onde elettromagnetiche aventi frequenze leggermente diverse fra loro danno luogo ad un battimento la cui frequenza è uguale alla differenza delle due frequenze stesse. Ad esempio, due emissioni aventi la frequenza di 899 e 901 kHz, irradiate contemporaneamente nello spazio da due trasmettitori distinti, danno luogo ad un battimento avente la frequenza di 901 — — 899 = 2 kHz.

Come avvenga il fenomeno, che è comune anche agli altri tipi di onde, ad esempio quelle acustiche e quelle ottiche, può essere appreso consultando qualsiasi trattato, anche elementare, di fisica.

I battimenti che interessano i radioriparatori in genere sono quelli che presentano una frequenza inferiore ai 9 kHz (9.000 Hz). Infatti i moderni ricevitori a modulazione di ampiezza sono concepiti in modo da permettere la ricezione delle frequenze non superiori a 4.500 Hz. Ciò per il fatto che il canale che separa le stazioni radiofoniche trasmittenti è stato fissato in 9 kHz e di conseguenza ogni stazione deve emettere due bande laterali aventi una frequenza massima, rispetto alla frequenza fondamentale, di ± 4.500 Hz.

### Interferenze dovute a due emissioni limitrofe

Quando due emissioni radio avvengono su due frequenze limitrofe danno luogo, come abbiamo precisato più sopra, ad un battimento, cioè ad una nota di interferenza, la quale è uguale alla differenza fra le due frequenze e che in un ricevitore del tipo supereterodina ha la **particolarità di rimanere costante, come frequenza, pur variando di intensità, se si effettuano dei piccoli spostamenti di sintonia.** Questo particolare è della massima importanza perchè consente di stabilire a priori se una interferenza è provocata da cause esterne od interne ad un ricevitore.

Per rendere più comprensibile il fenomeno ci spieghiamo con un esempio.

Se stiamo ricevendo una stazione **Fs** che trasmette su 1331 kHz e contemporaneamente un'altra stazione **Fs'** trasmette sulla frequenza di 1330 kHz, in relazione a quanto abbiamo detto più sopra, avremo un battimento la cui frequenza sarà data dalla differenza tra le due frequenze **Fs'** — **Fs** e precisamente 1331 — 1330 = = 1 kHz.

Dunque, all'altoparlante del ricevitore percepiremo un fischio avente la frequenza di 1 kHz (cioè 1000 Hz) che evidentemente disturberà notevolmente la ricezione. Se ci sposteremo di sintonia il fischio rimarrà costante in frequenza e ciò sarà la conferma che esso è provocato da una causa esterna al ricevitore.

Infatti, se ammettiamo, ad esempio, che il ricevitore usato, del tipo supereterodina, abbia una media frequenza **Fm** avente il valore di 470 kHz, avremo che per ricevere la stazione **Fs** 1331 kHz la frequenza dell'oscillatore locale **Fo** sarà uguale a:

(1) $Fo = Fs + Fm = 1331 + 470 = 1801$ kHz

(**Fo** potrebbe avere anche una frequenza uguale a **Fs** — **Fm**, ed il ragionamento varrebbe lo stesso ma generalmente è scelta la frequenza superiore).

Di conseguenza quando noi sintonizzeremo il ricevitore sulla stazione **Fs** di 1331 kHz il cambio di frequenza si verificherà secondo la relazione:

(2) $Fo - Fs = Fm$, e, nel nostro caso,

$1801 - 1331 = 470$ kHz

Per quanto concerne la stazione interferente **Fs'**, a 1330 kHz, si avrà invece che:

(3) $Fo - Fs' = Fm'$, ossia 1801 — 1330 = = 471 kHz.

Come si vede la differenza dei valori delle due frequenze intermedie **Fm'** — — **Fm** è di 1 kHz.

Se noi effettuiamo una piccolissima variazione della sintonia del ricevitore ciò equivale a spostare la frequenza di oscillazione dell'oscillatore locale il cui condensatore, come è noto, è calettato sullo stesso asse dei condensatori di accordo e di conseguenza si dovrà verificare la condizione, alla quale abbiamo accennato più sopra, e cioè che la nota di interferenza, durante tale spostamento dovrà rimanere costante di frequenza.



Ammettiamo infatti **di effettuare uno spostamento in più di un chilohertz** della frequenza dell'oscillatore locale, portandolo da 1801 KHz a 1802 kHz.

In tale caso per la relazione (2) avremo che **Fo** — **Fs** = **Fm**, cioè 1802 — 1331 = 471 kHz e per la (3) che **Fo** — **Fs'** = = **Fm'** cioè 1802 — 1330 = 472 kHz.

Eseguendo la differenza dei due valori delle frequenze intermedie, avremo che 472 — 471 = 1 kHz e ciò conferma che la frequenza di battimento è rimasta inalterata. Naturalmente si otterrebbe un identico risultato effettuando dei spostamenti di valore diverso (2, 3, 3, 5, kHz ecc.).

Questo tipo di interferenza, è nota con il nome di **interferenza reale** per distinguerla dall'interferenza d'immagine, o da altri tipi di interferenze che sono proprie del ricevitore.

### Provvedimenti per eliminare le interferenze

Da quanto abbiamo esposto risulta evidentemente che l'inconveniente che abbiamo sopra esaminato sia dovuto a cause esterne al ricevitore e che tanto nelle gamme radiofoniche quanto in quelle radiotelegrafiche è da ricercare dall'agglomeramento delle stazioni, molte delle quali, non raramente, invadono i canali appartenenti ad altre. Nella gamma ad onde medie della radiodiffusione, si è cercato di ovviare a tale grave inconveniente creando dei gruppi di stazioni sincronizzate fra loro (**dicesi « Gruppo sincronizzato » un certo numero di stazioni che trasmettono, generalmente lo stesso programma, sullo stesso canale e la cui frequenza è mantenuta rigorosamente costante ed uguale a mezzo di opportune apparecchiature**), oppure di stazioni **quasi sincronizzate**, di **debole potenza** aventi carattere regionale, che pur non essendo rigorosamente sincronizzate fra loro non possono dare luogo a fenomeni di interferenza in relazione alla loro differente posizione geografica. L'entrata in servizio delle stazioni a **Modulazione di frequenza**, mettendo a disposizione un numero maggiore di canali e aventi portata ottica, ha permesso di ridurre la manifestazione dei suddetti inconvenienti.

È bene precisare, per coloro che sovente rimangono stupefatti di fronte al fatto che un radioricevitore riceva regolarmente i programmi durante le ore diurne mentre la loro ricezione risulta pessima nelle ore serali, che nella gamma delle onde medie la presenza di **fischi d'interferenza** generalmente non si manifesta (o per lo meno è molto attenuata) durante le ore diurne mentre è rilevante nelle ore serali e notturne per il motivo **che durante il giorno le onde elettromagnetiche delle gamma « onde medie » si propagano prevalentemente per raggio diretto** e quindi hanno una portata piuttosto limitata mentre durante le **ore serali entra in gioco il raggio riflesso** il quale provoca un forte aumento della propagazione e di conseguenza consente la ricezione di stazioni lontane, non udibili durante il giorno, e con evidenti maggiori possibilità di interferenze da parte delle stesse.

Negli apparecchi commerciali per la ricezione di emissioni radiotelegrafiche telefoniche o comunque professionali, per qualsiasi gamma d'onda, le interferenze possono essere notevolmente attenuate tramite l'impiego di filtri a cristallo o meccanici, che consentono di selezionare le stazioni vicine fra loro anche solo poche centinaia di hertz, e mediante l'uso di antenne direttive.

Negli apparecchi destinati alla ricezione delle stazioni radiofoniche il taglio delle frequenze alte procherebbe senz'altro una grave alterazione della qualità della modulazione, quindi in questo caso sono molto utili le antenne direttive, comprese le antenne a ferrite delle quali sono dotate i moderni ricevitori a transistori. In casi particolari può essere conveniente far ricorso a delle vere e proprie antenne a telaio le quali, in virtù delle note proprietà direttive sfruttate in radiogoniometria, permettono di magnificare la ricezione della stazione desiderata nei confronti di quella intereferente purchè quest'ultima si trovi in posizione angolare sensibilmente diversa dalla prima, e che hanno il pregio di poter essere installate internamente.

Qualora la ricezione ad onde medie avvenga ad una certa distanza dal trasmet-

titore è bene ricordare che i vari programmi nazionali, non solo italiani ma anche esteri, sono trasmessi in relais da più gruppi di stazioni su frequenze diverse e sovente anche su onda corta: di conseguenza è quasi sempre possibile rintracciare una stazione che sia ricevibile in migliore condizioni delle altre.

### Interferenze proprie delle supereterodine

Nei circuiti **supereterodina** la presenza di un circuito oscillante avente lo scopo di provocare il battimento con la frequenza delle stazioni che si desiderano ricevere allo scopo di ottenere il **cambiamento di frequenza**, può essere l'origine di **fenomeni locali d'interferenza**, cioè di natura intrinseca del ricevitore e che di conseguenza nulla hanno a che vedere con le interferenze (reali) sulle quali ci siamo intrattenuti nel paragrafo precedente.

I casi più comuni che si possono notare con una certa frequenza sono:

a) **interferenza per frequenza immagine**; b) **interferenza per armonica dell'oscillatore**; c) **interferenze per armonica della media frequenza.**

Si tratta di fenomeni, di indubbia importanza (specialmente il primo) e che nel modo più assoluto il tecnico deve essere in condizioni di individuare.

### Interferenza d'immagine

Abbiamo già accennato al fatto che in un circuito supereterodina esiste un oscillatore locale la cui frequenza deve differire costantemente dalla frequenza delle stazioni ricevute del valore corrispondente alla frequenza intermedia secondo la relazione:

$$Fo \pm Fm = Fs$$

la quale, siccome la frequenza dell'oscillatore generalmente è scelta di valore superiore, può essere semplificata in:

$$Fo - Fm = Fs$$

In pratica, e per ricevitori aventi valori di media frequenza non troppo elevati, si può verificare il caso che mentre il ricevitore è sintonizzato in modo da ricevere una stazione desiderata **Fs** (che corrisponde a **Fo** — **Fm**) può essere ricevuta anche una stazione indesiderata **Fi**, la cui frequenza sia uguale ad **Fo** + **Fm** e che differisca dalla frequenza di **Fs** di due volte il valore della frequenza intermedia (cioè **Fs** + **2 Fm** = **Fi**).

Tale stazione **Fi**, detta **stazione immagine**, può passare liberamente attraverso gli stadi ad alta frequenza in conseguenza della loro deficiente selettività.

Pensiamo che il fenomeno sia reso maggiormente comprensibile con un es.

Se sintonizziamo un ricevitore avente, ad esempio, una media frequenza di 470 kHz, su una stazione **Fs** con frequenza nominale di 656 kHz l'oscillatore in tal caso avrà la frequenza di:

$$Fo = 656 + 470 = 1126 \text{ kHz}$$

restando così confermata la relazione **Fo** — **Fm** = **Fs** (infatti 1126 — 470 = = 656).

Se il circuito AF non è troppo selettivo potrà essere ricevuta anche una stazione **Fi** la cui frequenza sia uguale a 1126 + + 470 cioè 1596 kHz, corrispondente perciò alla relazione **Fo** + **Fm** = **Fi**, detta stazione immagine, che provocherà un battimento con la stazione **Fs** e alla quale si dà il nome di **interferenza d'immagine** (la frequenza di **Fi** còme è facile constatare differisce da **Fs** di **2 Fm** infatti 656 + 2x470 = 1956).

**Questo tipo di interferenza è facilmente individuabile perchè a differenza dell'interferenza reale ha la caratteristica di variare di frequenza, oltre che di intensità, per piccoli spostamenti di sintonia.**

Tale fatto è perfettamente logico perchè effettuando degli spostamenti dello oscillatore **Fo** i valori delle due frequenze intermedie relative la stazione **Fs** e la stazione immagine **Fi**, varieranno in senso opposto dando luogo a dei battimenti differenti a seconda dello spostamento di sintonia effettuato, battimenti che potranno anche essere annullati.

Il fenomeno risulterà più comprensibile esaminando la tabellina che riportiamo qui di seguito.

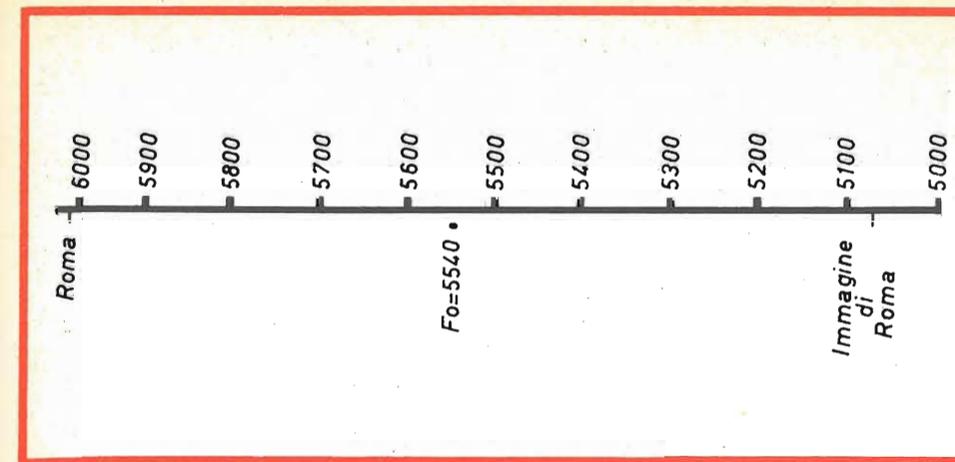
Nella stessa è indicata con **Fs** la frequenza della stazione ricevuta, con **Fi** la



Fig. 3 - La stazione di Roma può essere udita come immagine su 5070 kHz per errore di sintonia (Fm = 470 kHz).

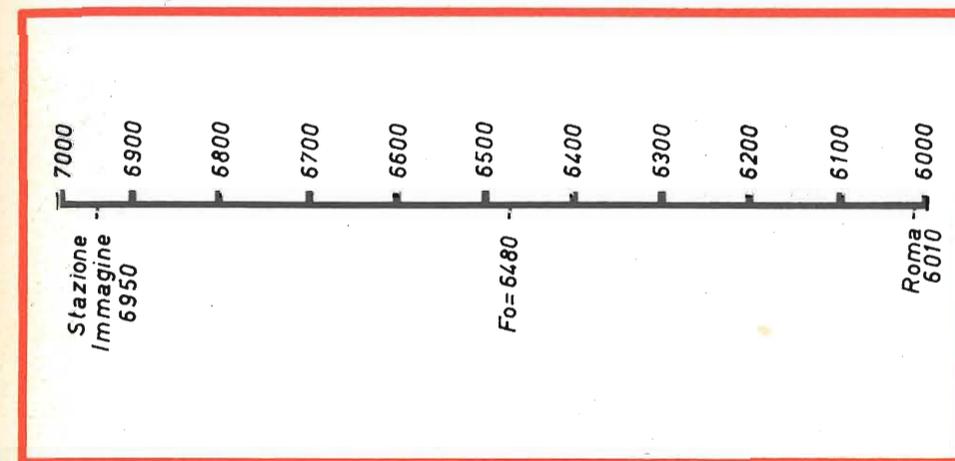



Fig. 2 - Con RX sintonizzato su 6010 la stazione su 6950 causa interferenza d'immagine (Fm = 470 kHz).

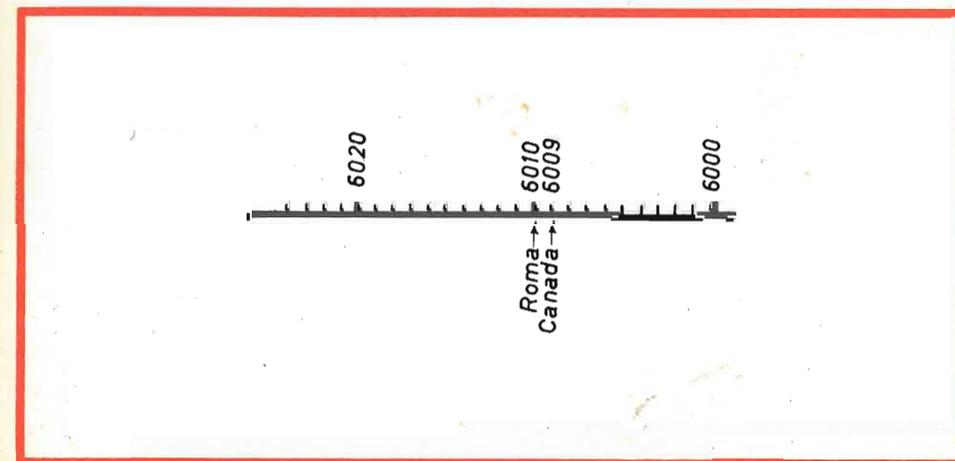



Fig. 1 - Interferenza fra due stazioni radiofoniche (battimento 1 kHz).

frequenza della eventuale stazione immagine, con **Fm** il valore della frequenza intermedia corrispondente a **Fs**, con **Fm'** il valore della frequenza intermedia corrisponde a **Fi**.

Nella parte superiore al valore **Fo** = = 1126 kHz, sono riportati gli aumenti di frequenza, in kHz, dell'oscillatore e nella parte inferiore le diminuzioni.

Tutti i valori sono indicati in kHz compreso **D** che indica il valore della nota di battimento, o d'interferenza, fra le due frequenze intermedie.

Questo argomento si può concludere affermando che un fischio di interferenza che vari in frequenza, oltre che in intensità, con il variare della sintonia potrà essere prognosticato dal tecnico come dovuto alla costituzione del ricevitore e non a cause esterne allo stesso (escluso il caso di stazioni locali forti come vedremo più avanti).

Un battimento nullo fra stazione interferente e stazione immagine è molto raro a manifestarsi perché è sufficiente un piccolo errore nella sintonia per provocare il fischio

| Fs kHz | Fi kHz | Fo kHz | Fm kHz | Fm' kHz | D (Fm-Fm') (Fm'-Fm) kHz |
|---|---|---|---|---|---|
| | | (+ 2) 1128 | 472 | 468 | 4 |
| | | (+ 1) 1127 | 471 | 469 | 2 |
| | | (+ 0,5) 1126,5 | 470,5 | 469,5 | 1 |
| 656 | 1596 | ( 0) 1126 | 470 | 470 | 0 |
| | | (— 0,5) 1125,5 | 469,5 | 470,5 | 1 |
| | | (— 1) 1125 | 469 | 471 | 2 |
| | | (— 2) 1124 | 468 | 472 | 4 |

d'interferenza che d'altra parte, ammesso che si effettui l'azzeramento del battimento, comparirebbe dopo brevissimo tempo a causa dell'instabilità dell'oscillatore locale. Del resto anche nelle condizioni di battimento nullo, resterebbe sempre presente l'interferenza fra le due modulazioni.

## Provvedimenti atti ad eliminare l'interferenza d'immagine

Per eliminare il fenomeno dell'interferenza d'immagine ci si è orientati verso l'adozione di frequenze intermedie piuttosto elevate agendo in modo che essa, per quanto concerne i ricevitori adatti a ricevere le gamme delle onde medie e quelle lunghe, cada al di fuori di tali gamme.

(Facendo uso di una media frequenza di 470 kHz l'interferenza di immagine possibile interesserebbe la gamma oltre i 1440 kHz, infatti su tale frequenza si potrebbe ricevere l'immagine di una stazione di 500 + 2x470 = 500 + 940 = = 1440 kHz, ma tutta l'altra parte della gamma da 500 a 1440 kHz sarebbe al sicuro dal fenomeno).

Nei ricevitori ad onde corte, ove il fenomeno è più marcato e più facile a manifestarsi generalmente si adottano medie frequenze molto elevate, dell'ordine dei 1600 kHz, valori che si ottengono quasi sempre tramite una doppia conversione di frequenza. Questa soluzione richiede naturalmente l'impiego di un maggior numero di valvole ed è adottata soltanto per i ricevitori professionali.

Il rapporto fra l'ampiezza del segnale d'immagine e l'ampiezza del segnale desiderato, che deve essere misurato dopo il circuito rivelatore di MF, è chiamato « **rapporto d'immagine** ». Tale rapporto che definisce le caratteristiche di selettività di un circuito supereterodina migliora, decrescendo, con l'aumento del grado di selettività del circuito d'entrata e con l'aumentare del fattore di merito dei circuiti d'accordo di alta frequenza.



## Interfereenze dovute alla 2ª armonica dell'oscillatore

Interferenze simili a quelle del caso precedente si possono avere in presenza di una stazione interferente la quale differisca rispetto alla seconda armonica della frequenza dell'oscillatore (o la sua immagine) del valore della media frequenza. Dalla seguente tabella si possono rilevare i dati relativi l'interferenza provocata in ricevitore ad onda media per valori di media frequenze diverse.

In genere nei ricevitori moderni tale fenomeno, almeno per quanto concerne i ricevitori ad onda media-lunga ha poca importanza dato che la frequenza perturbatrice cade fuori della gamma ricevibile in virtù dei valori di media frequenza usati, che sono dell'ordine dei 470 kHz.

| Fs kHz | Fm kHz | 2a arm Fo 2 (Fs + Fm) kHz | Freq. interferente Fi (2 Fo — Fm) e [(2 Fo — 2 Fm) — Fm] kHz |
|---|---|---|---|
| 550 | 175 | 1450 | 1275 |
| 700 | 175 | 1750 | 1575 |
| 1450 | 175 | 3250 | 3075 |
| 550 | 470 | 2040 | 1570 |
| 1450 | 470 | 3840 | 3370 |
| 150 | 470 | 1240 | 770<br>1710 |
| 400 | 470 | 1740 | 1270<br>2220 |

## Interferenze intrinseche del ricevitore dovute ad altre cause

I segnali di due stazioni molto forti, ad esempio due stazioni locali, le cui frequenze differiscano fra loro della frequenza sulla quale è sintonizzato un ricevitore possono pervenire alla griglia della valvola del primo stadio amplificatore in AF, dimodocchè tale valvola può essere fortemente polarizzata per effetto del CAS e quindi essere costretta a lavorare in punto curvilineo della caratteristica. In tali condizioni si genera una oscillazione la cui frequenza è uguale alla differenza fra la frequenza delle due stazioni interferenti e che ovviamente disturba la ricezione. Unico rimedio è quello di inserire un circuito trappola atto ad eliminare la presenza di almeno una delle due stazioni perturbatrici.

È pure da tenere presente che la valvola convertitrice, a causa di una scorretta polarizzazione di griglia, o per altri motivi, può essere costretta a lavorare in una zona in cui le caratteristiche non sono rettilinee e ciò può dar luogo a dei fenomeni di **modulazione incrociata** con un altra portante modulata avente frequenza poco diversa da quella ricevuta.

## Provvedimenti per l'eliminazione dei fischi

In primo luogo è indispensabile accertarsi, seguendo la prassi sopra indicata, se i fischi dipendono da interferenza reale, d'immagine o da cattivo allineamento dei vari circuiti.

Come abbiamo detto, in presenza di stazioni molto forti, si possono notare nei vari punti della gamma di un radioricevitore dei fischi di notevole intensità che alterano il funzionamento della valvola convertitrice: in tal caso occorre agire in modo da diminuire il segnale della stazione perturbatrice magari con l'inserzione di un filtro trappola.

Occorre tenere ben presente che la schermatura imperfetta di taluni circuiti, ed in particolare quelli relativi all'oscilla-

tore e all'alta e media frequenza, possono essere causa di inneschi che si manifestano sotto forma di fischi. Lo stesso dicasi per eventuali accoppiamenti parassiti fra i circuiti d'antenna e quello dell'oscillatore.

Particolare attenzione dovrà essere rivolta al conduttore d'ingresso della griglia controllo della valvola convertitrice, il quale sovente è fonte di dannosi accoppiamenti con la sezione rivelatrice.

In taluni casi può essere consigliabile l'aumento della capacità dei condensatori filtranti del CAV (senza esagerare per non modificarne troppo la costante di tempo) dato che tramite detto circuito possono essere trasferite allo stadio d'ingresso le tensioni di media frequenza del rivelatore.

**Ricerca del valore della media frequenza di un ricevitore**

Talvolta (come molti lettori frequentemente ci richiedono) può essere utile individuare il valore, sconosciuto, della media frequenza di un ricevitore per radiofonia o del surplus. Il fenomeno d'interferenza d'immagine ci consente di risolvere facilmente l'incognita.

In primo luogo è necessario sintonizzarsi sulla stazione locale, prendendo accurata nota della frequenza segnata sul quadrante, dopo di che si passerà alla ricerca della quasi sempre presente frequenza d'immagine. Il valore della differenza fra le due frequenze trovate, diviso per due, corrisponderà al valore della media frequenza, usata nel ricevitore.

Dato il valore piuttosto elevato delle medie frequenze usate, tale ricerca nella maggior parte dei casi dovrà essere condotta nella gamma delle onde corte; in tal caso si ricorrerà all'impiego di un generatore di segnali il quale fra l'altro consente di ottenere risultati più sicuri e più rapidi a conseguirsi. Si sintonizzerà il generatore ed il ricevitore su una frequenza a metà scala di quest'ultimo ed aumentando al massimo l'uscita del generatore si sposterà la sintonia dello stesso, lasciando inalterata quella del ricevitore, fino ad ottenere la ricezione della frequenza immagine procedendo, per il calcolo, come per il caso precedente. Occorre fare attenzione di non portare il generatore di segnali su una frequenza armonica della media frequenza, cosa del resto facilmente rilevabile dato che l'intensità di ricezione risulterebbe inferiore alla fondamentale (esempio: se la frequenza della stazione **Fs** risulta di 10300 kHz, e quella d'immagine 11900 la **Fm** sarà uguale a $\frac{11900 - 10300}{2} = 800$ kHz).

**Piero Soati**

*Il progetto Mercury ha utilizzato per la prima volta una rete di controllo di comunicazioni estere su tutto il globo. L'intera rete comprendeva in tutto 100.000 chilometri di linee di comunicazione e 230.000 chilometri di circuiti. Un controllo efficace di una così vasta rete poteva essere realizzato solo attraverso l' uso di calcolatori funzionanti come punti centrali di controllo in un processo quasi automatico. Il procedimento adottato consentirà un controllo in rapida sequenza di tutte le linee di trasmissione dei dati e delle stazioni radar. Il calcolatore inviava simultaneamente messaggi a tutte le stazioni Mercury, richiedendo, per esempio, una risposta radar immediata. Questi dati erano inviati attraverso le linee di comunicazione, ai calcolatori per la elaborazione. Questa operazione simultanea di controllo veniva eseguita ogni settimana e quattro ore prima di ogni lancio.*

TELE-WEST

« Spiacente, sceriffo, ma era il suo ultimo desiderio... ».

SERATA ALL'OPERA

SENZA PAROLE

# RICE TRASMITTENTE PER ALIANTI

Dobbiamo alla collaborazione ed alla passione del Magg. Pilota F. Bassi di Siena, il progetto del ricetrasmettitore qui sotto descritto.

Lo pubblichiamo volentieri ritenendo, con ciò, di fare cosa particolarmente gradita a tutti i Lettori che si occupano, direttamente o indirettamente, di volo a vela.

## DESCRIZIONE

Il Rice-Tras per alianti che descriviamo, è stato progettato e realizzato, per funzionare, sulle frequenze aeronautiche che vanno, in 5 canali, da 119 a 123,5 MHz. Si è tenuto basilarmente presente che esso deve rispondere a criteri di sicurezza di funzionamento, semplicità di costruzione e basso costo. Osservando lo schema elettrico di figura 1, notiamo che esso è così formato:

### Parte trasmittente - TX

Consta di uno stadio oscillatore a quarzo, due stadi duplicatori di frequenza, uno stadio finale di potenza e un modulatore con due stadi di BF.

Per lo stadio finale è stato impiegato il transistore 2N708 perchè, per ora almeno, transistori che tengano una potenza di uscita dell'ordine di un watt, con un guadagno decente su frequenze dell'ordine dei 120 MHz, hanno prezzi assolutamente proibitivi. Comunque anche col 2N708 anche se di modestissima potenza, alettandolo convenientemente (circa cmq 30 di superficie dell'aletta) e ben pilotandolo siamo riusciti ad ottenere una potenza d'antenna di 300 mW con un assorbimento di 50 mA.

Lo stadio oscillatore ed i 2 stadi duplicatori di frequenza equipaggiati con transistori 2N696, convenientemente alettati, assorbono ciascuno 60 mA, consumo che, se a prima vista può sembrare eccessivo, è risultato necessario per ottenere la suddetta potenza d'uscita.

La modulazione è stata fatta sul collettore del transistore 2N708 impiegando un normale amplificatore di BF a due stadi che assorbe 55 mA. La profondità di modulazione si aggira sull'80-85% ed è di ottima qualità per la parola.

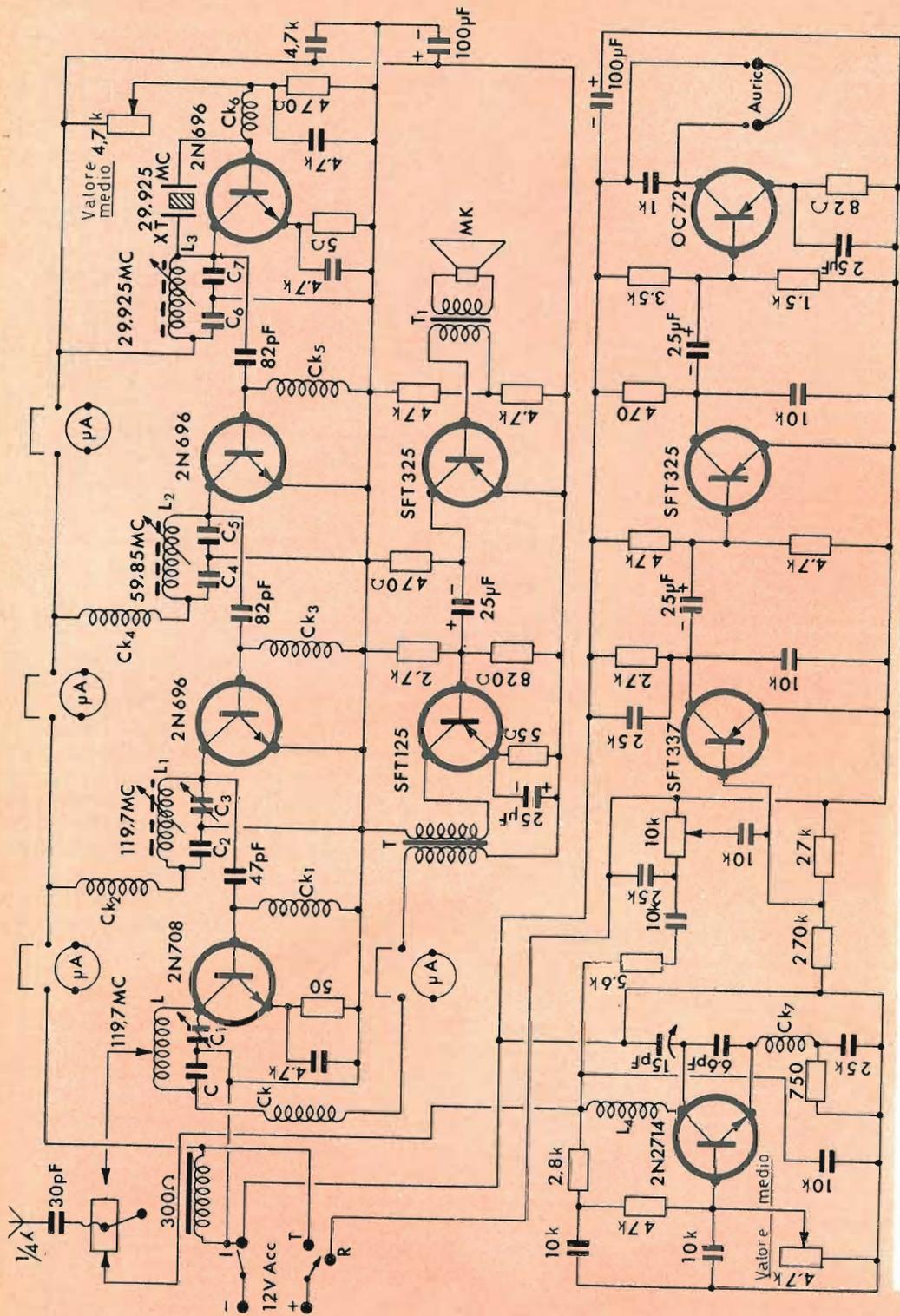



Fig. 1 - Schema elettrico del rice-trasmettitore.



**Parte ricevente - RCV**

Sempre per ragioni di economia, esso è costituito da uno stadio rivelatore in superreazione seguito da 3 stadi di amplificazione a BF.

Esso, con un variabile da 15 pF, convenientemente demoltiplicato, copre la gamma da 110 a 135 MHz con stabilità assoluta, selettività ottima e sensibilità eccezionale che si può ritenere di almeno 3-4 microvolt.

ANTENNA. Effettuate numerose prove si è constatato che un'antenna a stilo accordata su circa un quarto della lunghezza d'onda, è la più efficiente e sensibile tanto in trasmissione che in ricezione.

ALIMENTAZIONE. Il consumo totale in trasmissione e cioè 320 mA, compresi i 35 mA del relais d'antenna, rende antieconomica l'alimentazione a pila, si è ricorsi allora ad una piccola batteria di accumulatori a 12 V.

Il montaggio è stato fatto su circuiti stampati in vetronite autocostruiti. I collegamenti AF sono cortissimi. Il complesso è racchiuso in mobiletto di plexiglas della dimensione di cm 14 x 16 x 9.

In lunghe e scrupolose prove si sono ottenuti i seguenti risultati:

a) Nell'abitato - Anche usando un'antenna interna ricezione ottima - Intensità S3-S4 - Comprensibilità totale - Totale spegnimento del soffio di superreazione sino ad una distanza massima di m 1600-1700.

b) A terra - Con antenna esterna tra due punti a visibilità ottica tra loro. Come sopra sino ad una distanza massima in linea d'aria di km 20-22.

c) In volo - Trasmettitore a terra e quota dell'aereo di m 500 sul punto di trasmissione. Come sopra sino ad una distanza massima in linea d'aria di km 65-70. La stabilità del complesso è addirittura sorprendente.

**ELENCO DEL MATERIALE**

| | |
|---|---|
| C | 120 pF |
| $C_1$ | 2/30 comp. Philips |
| $C_2$ | 220 pF |
| $C_3$ | 2/30 comp. Philips |
| $C_4$ | 1,5 k |
| $C_5$ | 15 pF |
| $C_6$ | 2,2 k |
| $C_7$ | 47 pF |
| L | 2 spire e ½ Ø 8 mm |
| $L_1$ | 2 spire e ½ Ø 8 mm |
| $L_2$ | 4 spire e ½ Ø 8 mm |
| $L_3$ | 9 spire e ½ Ø 8 mm |
| $L_4$ | 1 spire e ½ Ø 8 mm |
| CK-$CK_1$-$CK_2$-$CK_7$ | 16 spire filo Ø 0,2 su supporto Ø mm 5 |
| $CK_4$-$CK_5$ | 25 spire filo Ø 0,2 su supporto Ø mm 5 |
| $CK_6$ | 30 spire filo Ø 0,2 su supporto Ø mm 5 |
| XT | Betron Overtone professionale MHz 29,925 |
| $M_k$ | Auricolare da cuffia elettromagnetica surplus Americana — 30 ohm |
| Auric | Cuffia elettromagnetica su-plus Americana 60 ohm |
| T | Nucleo cm² 1,5 |
| $T_1$ | Trasformatore microfonico rapporto ½ - Nucleo cm² 1,5 - P 200 Sp - S-400 Sp. |

# PANORAMA RADIOFONICO

**Amministrazione:** RAI-TV, Radiotelevisione Italiana, Via del Babuino 9, Roma (Via Arsenale 21, Torino).

ONDE MEDIE (frequenza in kHz. Il numero che segue il nome delle stazioni indica il programma trasmesso).

Salento, Caltanissetta 1°: **566**; Bolzano, Firenze, Napoli, Torino, Venezia 1°: 656; Trieste 1°: 818; Milano 1°: **899**; Trieste A (sloveno) **980**; Genova, Milano, Napoli, Pescara, Sanremo, Venezia 2°: **1034**; Cagliari, Livorno 1° **1061**; Aosta, Bari, Bologna, Messina, Pisa, Trieste 2°: **1115**; Aosta, Bari, Bologna, Catania, Genova, Palermo, Pescara, Roma, Trento, Udine 1°: **1331**; Bari, Bologna, Catania, Firenze, Genova, Messina, Milano, Napoli, Palermo, Pisa, Roma, Sassari, Torino, Trento, Venezia, Verona 3°: **1367**; Agrigento, Alessandria, Ancona, Ascoli Piceno, Belluno, Benevento, Biella, Bressanone, Brunico, Cagliari, Caltanissetta, Campobasso, Catania, Catanzaro, Como, Cortina, Cuneo, Firenze, Foggia, La Spezia, Lecce, Matera, Merano, Palermo, Perugia, Potenza, Salento, Salerno, Sassari, Siena, Sondrio, Taranto, Torino, Trento, Udine, Verona 2°: **1448**; Aquila, Arezzo, Avellino, Bolzano, Brindisi, Cosenza, Gorizia, Nuoro, Savona, Teramo, Terni, Vicenza 2°: **1484**; Ancona, Aquila, Brindisi, Campobasso, Carrara, Catanzaro, Cosenza, Foggia, Gorizia, La Spezia, Lecce, Matera, Nuoro, Perugia, Potenza, Reggio C., Sassari, Taranto, Terni, Verona 1°: **1578**; Bolzano, Bressanone, Brunico, Cagliari, Livorno, Merano, Trieste 3°: **1594**.

ONDE CORTE (in kHz): Caltanissetta 1°: **6060**, **9515**; Caltanissetta 2°: **7175**; Roma 3° **3995**.

Frequenze per l'estero (orario fornito dalla RAI-TV a richiesta): **5960**, **5990**, **6010**, **6050**, **6095**, **6175**, **7215**, **7235**, **72275**, **9540**, **9575**, **9630**, **9665**, **9710**, **11810**, **11875**, **11905**, **15150**, **15400**, **17740**, **17770**, **17800**, **21560**.

STAZIONI FM E TELEVISIVE (frequenze in MHz; per la FM sono indicate successivamente le frequenze del 1°, 2 °e 3° programma, per la TV la prima lettera indica il canale, la seconda il tipo di polarizzazione (**A** = 52,5 - 59,5; **B** = 61 - 68; **C** = 81 - 88; **D** = 174 - 181; **E** = 182,5 - 189,5; **F** = 191 - 198; **G** = 200 - 207; **H** = 209 - 216; **H1** = 216 - 223. **O** = orizzontale, **V** = verticale).

**Piemonte** - Acqui Terme: 92.9, 96.5, 99.1; Borgo S. Dalmazzo: 94.9, 97.1, 99.1; Candoglia: 91.1, 93.2, 96.7; Cannobio: 90.1, 95.5, 98.3; Cima Reduta: 91.3, 94.5, 96.5; Colle Croce di Ceres: 93.1, 96.5, 99.5; Demonte: 90.1, 92.9, 96.7; Dogliani: 94.9, 96.9, 99.5; Domodossola: 90.6, 95.2, 98.5; Fenestrelle: 89.9, 91.9, 95.9; Garessio: 91.1, 93.9, 99.3; Limone Piemonte: 94.3; 97.3; 99.3; Mondovì: 90.1, 92.5, 96.3; Ormea: 90.3, 93.1, 96.9; Oulx 90.3, 92.7, 98.7; Pampalù: 91.3, 94.5, 96.2; Pian di Mozzio: 87.9, 89.9, 91.9; Pont Canavese: 92.9, 96.3, 98.7; Premeno: 91.7, 96.1, 99.1; S. Maurizio di Frassino: 91.3, 93.3, 96.5; Sestriere: 93.5, 96.8, 99.7; Susa: 94.9, 97.1, 99.1; Torino: 92.1, 95.6, 98.2; Valduggia: 90.1, 93.1, 96.3; Varallo Sesia: 94.7, 96.9, 99.1; Varzo 95.7, 97.7, 99.7; Villar Perosa: 92.9, 94.9, 97.1; **Torino sterefonia**: 101.8.

Acqui Terme **Eo**; Bardonecchia **Do**; Borgo S. Dalmazzo **Eo**; Candoglia **Ev**; Canelli **Fv**; Cannobio **Eo**; Ceva **Go**; Cima Reduta **Fo**; Clavesana **Fv**; Colle Croce Ceres Fo; Cortemilla **Fv**; Demonde **Do**; Dogliani **Gv**; Domodossola **Hv**; Fenestrelle **Do**; Garessio **Av**; Gavi **Ev**; Limone Piemonte **Do**; Mondovì **Fo**; M. Banchetta **Ev**; M. Spineto **Ao**; Ormea **Eo**; Oulx **Ao**; Ovada **Do**; Pampalù **Fo**; Pian di Moggio **Do**; Pieve Vergonte **Gv**; Pont Canavese **Do**; Premeno **Dv**; S. Colombano **Hv**; S. Maurizio Frassino **Dv**; S. Maria Maggiore **Eo**; Sestriere **Go**; Susa **Eo**; Tetti Chiotti **Ho**; Torino **Co**; Torino Collina **Hv**; Trivero **Fo**; Valduggia **Do**; Varallo Sesia **Ho**; Varzo **Go**; Villadossola **Fo**; Villar Perosa **Ho**.

**Valle d'Aosta** - Aosta: 93.5, 97.6, 99.7; Cogne: 90.1, 94.3, 99.5; Col de Courtil: 93.7, 95.9, 99.6; Col de Joux: 94.5, 96.5, 98.5; Courmayeur: 89.3, 91.3, 93.2; Gressoney: 88.6, 90.6, 93.2; M. Colombo: 92.7, 95.3, 98.7; Plateau Rosa: 94.9, 97.0, 99.1; Saint Vincent: 88.9, 91.1, 96.3; Torgnon; 93.1, 97.6, 99.7.

Aosta **Do**; Champoluc **Dv**; Col de Courtil **Ev**; Col de Joux **Fo**; Cogne **Ho**; Courmayeur **Eo**; Gressoney **Do**; M. Colombo Fo; Plateau Rosa **Ho**; Saint Vincent **Go**; Torgnon **Do**.

**Lombardia** - Aprica: 88.7, 90.7, 92.7; Bellagio: 91.1, 93.2, 96.7; Bienno: 92.5, 95.9, 99.1; Bocca di Croce: 87.7, 89.7, 91.7; Bravadina: 90.3, 92.3, 94.3; Chiavenna: 89.3, 91.5, 93.9; Como: 92.3, 95.3, 98.5; Gardone Val Trompia: 91.5, 95.5, 98.7; Leffe: 88.9, 90.9, 93.3; Madonna di Oga: 91.3, 93.3, 95.3; Milano: 90.6, 93.7, 99.4; M. Creò: 87.9, 90.1, 93.2; M. Marzio: 88.5, 90.5, 92.5; M. Padrio: 96.1, 98.1, 99.5; M. Penice: 94.2, 97.4, 99.9; M. Suello: 93.9, 95.9, 99.2; Naggio: 88.9, 95.7, 99.1; Narro: 87.7, 90.1, 92.5; Nossa: 88.5, 91.5, 95.5; Paspardo: 91.7, 96.5, 98.5; Poira: 87.7, 95.7, 98.5; Ponte di Legno: 89.1, 91.1, 93.7; Primolo: 93.1, 96.1, 99.7; S. Pellegrino: 92.5, 95.9, 99,1; Sondrio: 88.3, 90.6, 95.2; Stazzona: 89.7, 91.9, 99.2; Tirano: 89.5, 93.5, 97.1; Valle S. Giacomo: 93.1, 96.1, 99.1. **Milano sterefonia** 102.2.

Airuno **Fv**; Angolo **Ev**; Aprica **Fv**; Bellagio **Do**; Bienno **Dv**; Bocca di Croce **Fv**; Bravadina **Do**; Chiavenna **Ho**; Clusone **Fo**; Como **Fv**; Edolo **Gv**; Esmate **Eo**; Gardone Val Trompia **Eo**; Gavardo **Ho**; Lecco **Ho**; Leffe **Ev**; Madonna di Oga **Fo**; Marone **Fv**; Milano **Go**; M. Creò **Ho**; M. Marzio **Fo**; M. Padrio **Ho**; M. Penice **Bo**; M. Suello **Eo**; Naggio **Fo**; Narro **Hv**; Nossa **Do**; Oggiono **Ev**; Ossimo **Ao**; Paspardo **Fo**; Pigra **Ao**; **Poira Gv**; Ponte Chiasso **Dv**; Ponte di Legno **Do**; Primolo **Fo**; San Pellegrino **Dv**; Sondalo **Fo**; Sondrio **Dv**; Stazzona **Ev**; Tirano **Ao**; Valle S. Giacomo **Fo**; Val Malenco **Ao**; Valtesse **Ev**; Zogno **Ho**.

**Alto Adige - Trentino** - Badia: 89.1, 92.7, 95.3; Bassa Val Lagarina: 87.7, 89.9, 99.5; Bolzano: 91.5, 95.1, 97.1; Borgo Val Sugana: 90.1, 92.1, 94.4; Brunico: 87.7, 93.1, 96.9; Cima Penegal: 87.9, 92.3, 96.5; Col Alto Badia: 87.9, 90.7, 96.3; Col Plagna: 89.7, 95.3, 98.5; Col Rodella: 89.1, 91.1, 93.3; Conca di Tesino: 88.5, 96.5, 98.5; Fiera di Primiero: 89.5, 91.5, 93.5; Forte Carriola: 88.5, 90.5, 92.5; Ma-

donna Campiglio: 95.7, 97.7, 99.7; Malles Venosta: 90.3, 92.4, 94.4; Maranza: 88.9, 91.1, 95.3; Marca Pusteria: 89.5, 91.9, 94.3; Mione: 89.5, 91.7, 94.7; Molveno: 88.9, 91.1, 93.1; Monguelfo: 90.4, 93.9, 96.5; M. Elmo: 89.9, 92.7, 96.3; Paganella: 88.6, 90.7, 92.7; Passo Gardena: 91.5, 94.7, 97.1; Pinzolo: 87.9, 89.9, 96.7; Plose: 90.3, 93.5, 95.9; Prato allo Stelvio: 87.8, 91.0, 95.3; Renon: 89.3, 93.1, 96.0; Rovereto: 91.3, 93.7, 95.9; S. M. Castrozza: 94.7, 96.7, 98.7; S. Giuliana: 95.2, 97.1, 99.1; S. Vigilio: 88.1, 90.3, 94.4; Sarentino: 88.3, 92.1, 94.4; Tesero Fleme: 95.7, 97.7, 99.7; Tione: 94.5, 96.5, 99.3; Val Astico: 93.5, 95.7, 98.1; Val Pejo: 87.7, 90.3, 99.9; Val Sole: 93.3, 96.1, 98.3; Val Gardena: 89.9, 93.7, 95.7; Val Venosta: 89.7, 93.9, 96.1; Valle Isarco: 89.1, 95.1, 97.1; Ziano di Fiemme: 87.7, 89.9, 91.7.

**Rete quarta:** Badia: 98.1; Bolzano: 99.6; Brunico: 99.3; Cima Panegal 98.9; Col Alto Badia: 98.9; Col Rodella: 99.1; Malles Venosta: 97.5; Maranza: 98.7; Marca di Pusteria: 97.3; Monguelfo: 99.9; M. Elmo: 99.7; Passo Gardena: 99.7; Plose: 98.1; Prato allo Stelvio: 99.8; Renon: 98.3; S. Vigilio: 97.9; Sarentino: 97.5; Val Gardena: 97.7; Val Venosta: 98.5; Valle Isarco: 99.7.

Badia **Fo**; Bassa Val Lagarina **Fo**; Bolzano **Do**; Borgo Val Sugana **Fo**; Brennero **Fo**; Brunico **Ho**; Cima Palon **Ho**; Cima Penegal **Fo**; Col Alto Badia **Ho**; Col Plagna **Fo**; Col Rodella **Go**; Conca Tesino **Eo**; Fiera Primiero **Eo**; Forte Carriola **Fo**; Grigno **Hv**; Lasa **Fo**; Madonna Campiglio **Fo**; Malles Venosta **Eo**; Marca Pusteria **Dv**; Maso Orsi **Dv**; Merano **Ho**; Mezzolombardo **Dv**; Mione **Dv**; Molveno **Hov**; Monguelfo **Eov**; M. Elmo **Fvo**; Mori **Ho**; Paganella **Go**; Passo Gardena **Eo**; Pinzolo **Eo**; Plose **Eo**; Prato Stelvio **Go**; Predonico **Evo**; Renon **Hv**; Riva Garda **Ev**; Rovereto **Eo**; S. Martino Castrozza **Hv**; S. Vigilio **Gv**; S. Giuliana **Dv**; Sarentino **Ao**; Sella Valsugana **Hv**; Tesero di Fiemme **Eov**; Tione **Eo**; Valdaora **Ao**; Val Cembra **Dv**; Val Fassa **Ho**; Val Pejo **Eo**; Val Sole **Ho**; Val Gardena **Dv**; Val Venosta **Ao**; Valle Isarco **Hv**; Vattaro **Aov**; Ziano Fiemme **Fo**.

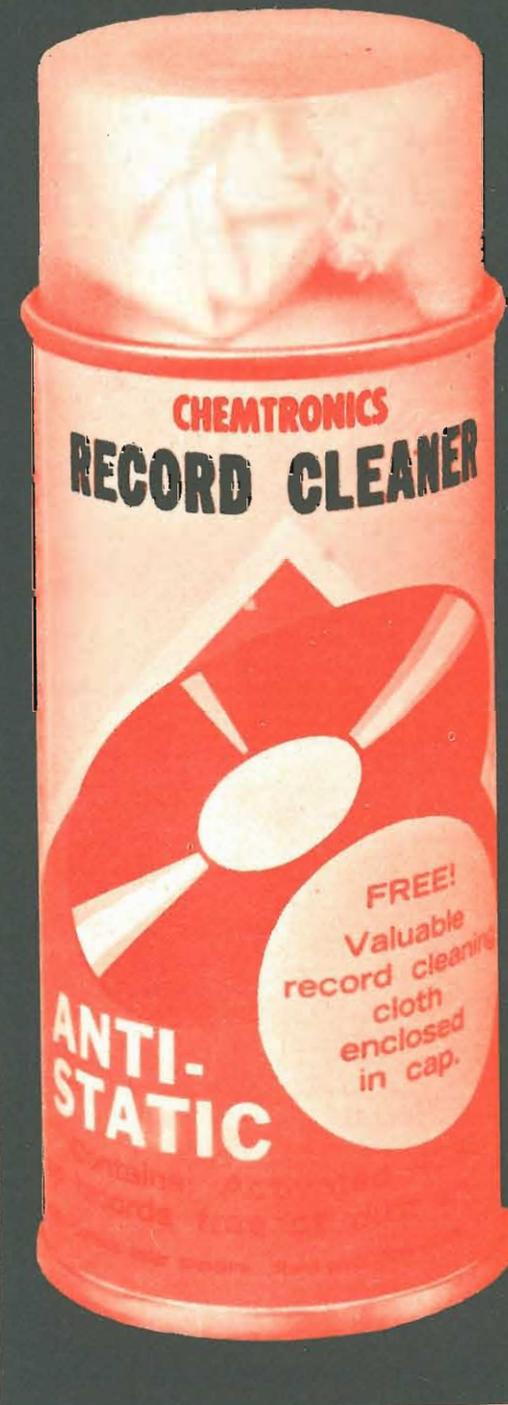
**Veneto** - Agordo: 95.1, 97.1, 99.1; Alleghe: 89.3, 91.3, 93.3; Arsiè: 87.7, 96.5, 98.3; Arsiero: 95.3, 97.3, 99.3; Aisago: 92.3, 94.5, 96.5; Auronzo: 93.1, 95.1, 97.1; Madia Calavena: 93.1, 95.3, 97.9; Col Baion: 88.5, 91.7, 96.1; Col del Gallo: 89.7, 97.3, 99.3; Col Perrer: 93.9, 97.5, 99.5; Col Visentin: 91.1, 93.1, 95.5; Comelico: 88.3, 90.3, 92.3; Cortina-Faloria: 92.1, 94.3, 98.2; Cortina-Pocol: 92.5, 94.7, 96.7; Forcella Cibiana: 90.5, 96.7, 98.7; Gosaldo: 93.9, 97.9, 99.9; Malcesine: 92.1, 95.1, 99.1; Monte Celentone: 90.1, 92.1, 94.4; Monte La Gusella: 94.9, 96.9, 98.9; Monte Pianar: 91.9, 94.7, 99.9; Monte Raga: 93.7, 95.7, 97.7; Monte Venda: 88.1, 89.0, 89.9; Pieve di Cadore: 93.9, 97.7, 99.7; Recoaro: 92.9, 94.9, 96.9; Sappada: 91.1, 94.1, 96.1; S. Zeno: 93.2, 96.5, 98.5; Spiazzi di M. Baldo: 90.5, 92.5, 95.5; Tarzo: 93.9, 96.1, 98.1; Verona: 94.9, 97.1, 99.1; Vicenza: 94.6, 96.6, 98.6.

Agordo **Eo**; Alleghe **Go**; Alpago **Eo**; Arsiè **Eov**; Arsiero **Hvo**; Asiago **Fv**; Auronzo **Do**; Badia Calavena **Ho**; Calalzo **Fo**; Cismon del Grappa **Gov**; Col Baion **Bo**; Col del Gallo **Bv**; Col Perer **Fo**; Col Visentin **Ho**; Comelico **Go**; Cortina d'Ampezzo **Dv**; Feltre **Bo**; Follina **Gv**; Fonzaso **Go**; Forcella Cibiana **Gv**; Gosaldo **Gv**; Malcesine **Hv**; Monte Celentone **Bo**; Monte La Gusella **Ho**; Monte Pianar **Fv**; Monte Raga **Hv**; Monte Venda **Do**; Montecchio Maggiore **Fo**; Pieve di Cadore **Ao**; Recoaro **Gv**; S. Pietro di Cadore **Dv**; Sappada **Fo**; Soverzene **Fv**; Spiazzi di M. Baldo **Hvo**; Tarzo **Bv**; Valdagno **Fv**; Val d'Astico **Ho**; Valle del Boite **Fo**; Valle del Chiampo **Eo**; Valli del Pasubio **Fo**; Valpantena **Go**; Valstagna **Fo**; Verona **Fo**; Vicenza **Gv**; Vittorio Veneto **Fo**.

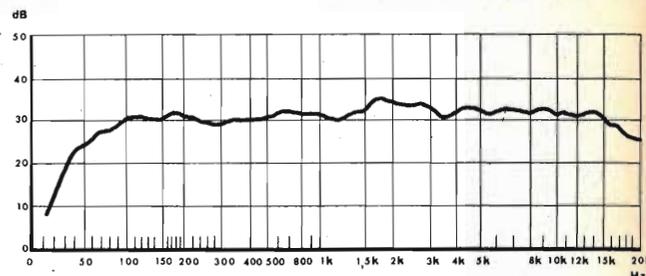
**Friuli-Venezia Giulia** - Ampezzo: 88.3, 90.5, 92.7; Andreis: 92.7, 96.3, 98.3; Cesclans: 88.7, 90.9, 93.1; Colle di Ul: 89.1, 91.1, 93.1; Faidona: 87.7, 89.7, 91.7; Forni Avoltri: 87.9, 89.9, 98.7; Forni di Sopra: 89.7, 91.7, 93.7; Forni di Sotto: 95.5, 98.0, 99.9; Frisanco: 88.5, 90.5, 94.1; Gorizia: 89.5, 92.3, 94.7; Moggio Udinese: 95.7, 97.7, 99.9; Monte Purgessino: 88.5, 90.5, 92.7; M. Santo di Lussari: 88.3, 92.3, 98.9; Monte Tenchia: 91.5, 93.5, 98.1; Ovaro: 94.9, 97.3, 99.7; Paularo: 87.8, 90.6, 92.8; Pontebba: 89.9, 95.5, 99.9; Ravascletto: 88.9, 92.3, 95.5; Tarvisio: 88.9, 94.9, 97.3; Tolmezzo: 94.4, 96.7, 99.1; Tram. di Mezzo: 92.7, 96.3, 98.3; Trieste: 91.3, 93.6, 95.9; Udine: 95.1, 97.1, 99.7.

Ampezzo **Hv**; Andreis **Go**; Cave del Predil **Bo**; Cesclans **Eo**; Claut **Fo**; Colle di Ul **Do**; Faidona **Ev**; Forni Avoltri **Ho**; Forni di Sopra **Eo**; Forni di Sotto **Go**; Frisanco **Hv**; Gorizia **Bv**; Moggio Udinese **Go**; Monte Prisnig **Fo**; Monte Purgessino **Gv**; Monte Santo di Lussari **Eo**; Monte Tenchia **Go**; Ovaro **Dv**; Paularo **Ho**; Pontebba **Bo**; Ravascletto **Eo**; Tolmezzo **Bo**; Tramonti di Mezzo **Go**; Trieste **Go**; Trieste Muggia **Av**; Udine **Fo**.

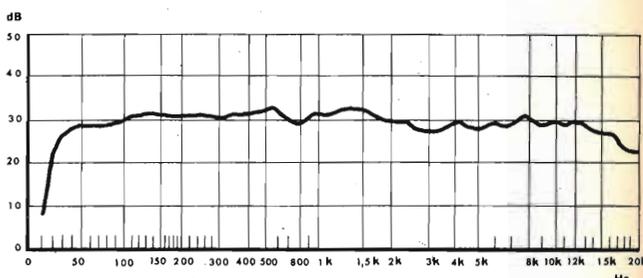
**Liguria** - Bordighera: 89.1, 91.1, 95.9; Borzonasca 93.1, 97.1, 99.5; Bric Mondo: 88.7, 92.7, 98.1; Busalla: 95.5, 97.5, 99.7; Genova-Granarolo: 93.2, 96.5, 99.9; Genova-Portofino: 89.5, 91.9, 95.1; Imperia: 88.5, 96.7, 99.9; La Spezia: 89.0, 93.2, 99.4; Monte Beigua: 91.5, 94.6, 93.9; Monte Capenardo: 90.3, 93.5, 96.7; Monte Laghicciolo: 93.6, 96.1, 98.1; Monte S. Nicolao: 87.6, 89.9, 97.1; Monte Tugio: 88.3, 90.7, 92.7; Pieve di Teco: 93.7, 96.3, 98.3; Polcevera: 89.0, 91.1, 95.9; Riomaggiore: 90.9, 93.9, 97.9; Ronco Scrivia: 93.7, 96.3, 99.1; Monte Bignone (San Remo): 90.7, 93.2, 97.9; Torriglia: 92.3, 95.3, 98.3; Val di Vara: 87.7, 89.7, 96.1.

Bordighera **Co**; Borzanasca **Bv**; Bric Mondo **Fo**; Busalla **Fo**; Cairo Montenotte **Gv**; Camaldoli **Fv**; Cengio **Bv**; Cima Tramontina **Fo**; Finale Ligure **Ev**; Genova Righi **Bo**; Imperia **Ev**; La Spezia **Fo**; Levanto **Fo**; Masone **Ev**; Monte Burot **Eo**; Monte Calvario **Go**; Monte Laghicciolo **Fo**; Monte Capenardo **Eo**; Monte Tugio **Fo**; Monte Vetta **Do**; Oregina **Gv**; Pietra Ligure **Fv**; Pieve di Teco **Fo**; Polcevera **Dv**; Portofino **Ho**; Riomaggiore **Ev**; Ronco Scrivia **Hv**; San Nicolao **Av**; San Remo-Monte Bignone **Bo**; San Rocco **Eo**; Sassello **Fo**; Savona **Fo**; Taggia **Gv**; Torriglia **Go**; Val di Vara **Ev**.

# SERIE HSB HI-FI STEREOBOX

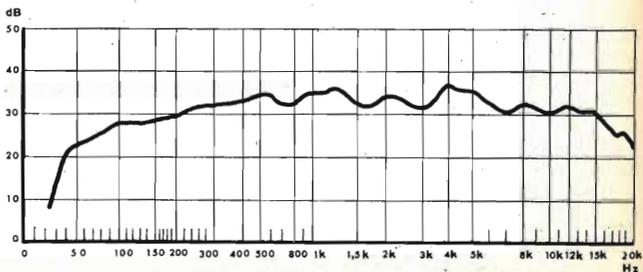
## HSB 10 - A/484 "ISOPHON"

**Equipaggiamento:**
2 altoparlanti: 1 tondo speciale per toni bassi
1 ellittico per toni medi/alti
**Capacità di carico:**
Frequenza unica 10 W
musica/parole 18 W
**Campo di frequenza:** 50 — 20.000 Hz
**Risonanza HP Bassi:** 40 Hz ± 4 Hz
**Impedenza:** 5 Ω
**Angolo di diffusione:** (orizzontale)
Min 70° tra 50 e 15.000 Hz
**Coefficiente di distorsione:** (a 10 W freq. unica)
Oltre 100 Hz max 5%
Oltre 250 Hz max 3%
**Ingombro:** 550 x 230 x 155 mm
**Peso:** 5,500 kg.

CURVA DI RISPOSTA A/484

## HSB 20 - A/483 "ISOPHON"

**Equipaggiamento**
3 altoparlanti: 1 tondo speciale per toni bassi
2 ellittici per toni medi/alti
**Capacità di carico:**
Frequenza unica 20 W
musica/parole 35 W
**Campo di frequenza:** 35 — 23.000 Hz
**Risonanza HP Bassi:** 30 ± 3 Hz
**Impedenza:** 5 Ω
**Angolo di diffusione:** (orizzontale)
Min. 100° tra 35 e 16.000 Hz
**Coefficiente di distorsione:** (a 20 W freq. unica)
Oltre 100 Hz max 5%
Oltre 250 Hz max 3%
**Ingombro:** 620 x 280 x 220
**Peso:** 10,800 kg.

CURVA DI RISPOSTA A/483

## HSB 45 - A/482 "ISOPHON"

**Equipaggiamento**
3 altoparlanti: 1 tondo speciale per toni bassi
2 ellittici per toni medi/alti
**Capacità di carico:**
Frequenza unica fino a 1000 Hz 45 W
Frequenza unica oltre i 1000 Hz 20 W
musica/parole 70 W
**Risonanza HP Bassi:** 18 ± 2 Hz
**Impedenza:** da 4 a 16 Ω regolabili
**Angolo di diffusione:** (orizzontale)
Min. 95° tra 25 e 16.000 Hz
**Fattore di distorsione:** (a 45 W frequenza unica)
Oltre 200 Hz max 3%
Oltre 500 Hz max 1%
**Campo di frequenza:** da 25 a 23.000 Hz
**Ingombro:** 640 x 345 x 287 mm
**Peso:** 17,850 kg.

CURVA DI RISPOSTA A/482

# RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

## COMMUTATORE BIDIREZIONALE A TRANSISTORI

**(Da « Electronics »)**

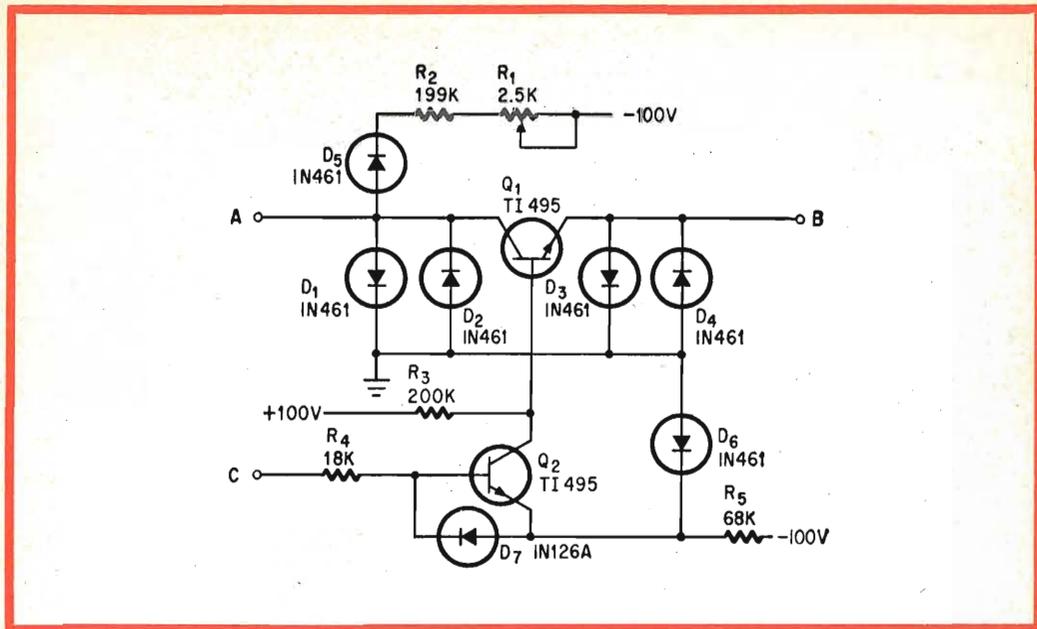
Le esigenze di rapidità di funzionamento da parte di un commutatore di comando di un amplificatore di controllo impediscono l'impiego di teleruttori del tipo a solenoide, in quanto il loro tempo di reazione raggiunge solitamente il valore minimo di 500 microsecondi.

Il commutatore elettronico illustrato nella figura consiste invece sostanzialmente in un dispositivo di apertura e di chiusura di un circuito, che presenta un valore assai elevato dell'impedenza a circuito aperto, ed un valore assai basso a circuito chiuso.

Il dispositivo — inoltre — deve essere in grado di consentire il passaggio di una corrente in entrambe le direzioni, e funziona a basso regime di tensione in quanto l'ingresso dell'amplificatore è sempre prossimo al potenziale di massa, pari approssimativamente a 200 millivolt.

I valori dei componenti, così come illustrati nel circuito, sono adatti per un commutatore ad amplificatore che debba lasciar passare una corrente di intensità pari ad un milliampère in entrambe le direzioni. Le coppie di diodi, D1 - D2 e D3 - D4 fungono da limitatori di tensione. Il transistore Q1 è l'elemento base che provvede alla commutazione, ed a tale scopo è stato scelto un transistore del tipo T1495 di produzione della Texas Instruments. Le sue caratteristiche di collettore — infatti — presentano una curva passante esattamente per l'origine del grafico (in altre parole, la corrente di collettore è zero, quando è pari a zero la tensione di collettore). Ciò è assai importante, se la bassa tensione di ingresso non deve subire un effetto di carico da parte dell'impedenza del commutatore.

Il fattore beta di questo transistore è inoltre maggiore di due, quando si inver-

tono tra loro l'emettitore ed il collettore.

Quando la tensione di base è negativa, il transistore è in stato di non conduzione, per cui si comporta come un circuito aperto. Quando invece la sua tensione di base assume un valore positivo, esso determina un vero e proprio cortocircuito.

Sebbene il dispositivo possa funzionare con qualsiasi polarità di ingresso, il guadagno di corrente diretta è pari a 40 volte il guadagno di corrente inversa.

Quando il transistore Q2 è in stato di non conduzione, vale a dire quando assume il comportamento di un circuito aperto, Q1 viene polarizzato in modo da entrare in conduzione, e ciò a causa della corrente che scorre attraverso R2 ed R3 (con collettore ed emettitore invertiti).

Il valore di R1 deve essere regolato in modo che la corrente che scorre attraverso R2 sia pari a quella che scorre attraverso R3. In caso contrario, il circuito di polarizzazione determina la presenza di correnti estranee in corrispondenza della giunzione di addizione dell'amplificatore.

Il diodo D5 ha il compito di regolare il funzionamento in base alle esigenze termiche del transistore Q1, per cui limita le variazioni di intensità di corrente dovute ad effetti termici a circa un millesimo di microampère per grado centigrado.

Se Q2 viene a trovarsi in stato di saturazione, la tensione di base del transistore Q1 assume un valore negativo, portando così il suo stato dalla conduzione all'interdizione. Mentre esso non conduce, la corrente che passa attraverso R3 viene convogliata a massa tramite Q2 ed R5. Le correnti che circolano attraverso l'ingresso ed R2 vanno anch'esse a massa tramite D1 o D2.

Il diodo D6 provvede alla stabilizzazione della polarizzazione del transistore Q2, mentre il diodo D7 limita il valore della polarizzazione inversa applicata a Q2 stesso.

Il tempo di commutazione di questo dispositivo ammonta approssimativamente a due microsecondi, il che significa un notevole progresso nei confronti dei tempi raggiungibili con altri dispositivi analoghi.



## IL MERCATO ELETTRONICO

**(Da « Electronics »)**

La rivista americana « Electronics » ha pubblicato una interessante quanto lunghissima relazione sulla situazione del mercato del materiale elettronico negli Stati Uniti.

L'articolo, che occupa ben 24 pagine, esamina tutto il campo dell'elettronica, ed analizza tutte le possibilità industriali e commerciali, sia dal punto di vista della capacità e del livello di produzione, sia dal punto di vista dell'assorbimento da parte dei consumatori.

In primo luogo considera le esigenze recentemente sviluppatesi da parte delle organizzazioni militari, e rileva un più lento declino delle spese sostenute dal Governo Americano nel 1965. Ciò che è più confortante — nella rezione alla quale ci riferiamo — è che gli sforzi economici non sono più rivolti alla realizzazione di mezzi bellici, bensì alle apparecchiature a carattere scientifico, senza trascurare — beninteso — quelle necessarie alla difesa.

Vengono citate le nuove apparecchiature di comunicazione, sia a breve che a lunga portata (tramite i satelliti artificiali).

Dal punto di vista dell'elettronica spaziale, l'Autore afferma che gli Stati Uniti continueranno in questa attività nel prossimo anno, ma con intensità lievemente ridotta. A tale riguardo, vengono precisate le nuove esigenze sviluppatesi con i più recenti progressi, e viene messa in evidenza la necessità di un certo intervallo di tempo, prima che i tecnici abbiano avuto la possibilità di risolvere le difficoltà sorte di recente.

Le nuove apparecchiature per le comunicazioni intercontinentali sia radio che televisive, attraverso i satelliti, saranno assai più complesse, potenti e sicure, al fine di garantire la massima stabilità e la minima alterazione.

Sono allo studio impianti di avvistamento adatti al funzionamento diurno e notturno, funzionanti sia sul noto sistema radar, sia sullo sfruttamento della propagazione dei raggi infrarossi.

La NASA favorisce in tutti i modi le ricerche atte a migliorare le prestazioni di ogni tipo di apparecchiatura elettronica, ivi comprese le apparecchiature di calcolo, di misura e di ricerca scientifica.

Un particolare accenno è stato fatto alla qualità dei componenti che caratterizza l'attuale produzione, ed agli sforzi che si stanno compiendo per migliorarla ulteriormente.

Agli effetti delle applicazioni dell'elettronica nei confronti dell'aeronautica, l'attività è destinata ancora a progredire, per migliorare in tutti i sensi i servizi di trasporto aereo, sia per la rapidità che per la sicurezza.

Sotto questo aspetto, si avverte la necessità di più complesse, precise e delicate apparecchiature di misura, che sono sempre allo studio.

Un interessante commento viene effettuato nei confronti degli studi compiuti sulla pesca, eseguita con l'aiuto di dispositivi elettronici. In pratica, le statistiche hanno dimostrato come — in base alla temperatura dell'acqua — sia possibile conoscere le zone in cui determinate qualità di pesci sono presenti. In tal modo, coloro che praticano questa attività vengono notevolmente facilitati nel loro lavoro.

L'articolo si dilunga successivamente sullo stato attuale dell'elettronica industriale negli Stati Uniti. L'automazione continua ad acquistare importanza costantemente maggiore sia su terra che su mare. L'industria automobilistica si avvantaggia anch'essa dell'elettronica e dei suoi progressi, mediante la sostituzione di vari dispositivi elettromeccanici — precedentemente impiegati negli impianti di accensione e di controllo — con dispositivi equivalenti ma funzionanti per lo più con semiconduttori. Si riesce ad ottenere in tal modo sia una maggiore durata, sia una maggiore sicurezza di funzionamento, abbinata ad una notevole economia di costo di produzione e di esercizio.

Dopo questa dettagliata analisi dal punto di vista produttivo, l'articolo esamina a fondo le attuali condizioni del mercato, agli effetti dell'assorbimento. Il 1965 è stato un altro anno di primato nei confronti delle vendite di televisori a colori, che tendono sempre più a soppiantare i semplici ricevitori in bianco e nero. Sembra che dalla cifra globale di vendite per 430 milioni di dollari nel 1964, si raggiunga un apice di ben 600 milioni di dollari nel 1965.

La divulgazione degli impianti domestici ad alta fedeltà e della registrazione a nastro, appoggiata da un intenso mercato di nastri pre-registrati, costituisce un'altra importante branca del commercio dell'elettronica. In pratica, non esiste oggi famiglia del ceto medio che non abbia in casa un ricevitore TV a colori, un registratore a nastro ed un impianto ad Alta Fedeltà, con un buon corredo di dischi e di nastri.

La divulgazione dei motoscafi e degli « yacht » anche di piccole dimensioni, in funzione lungo le coste, i fiumi ecc. e nei numerosi specchi d'acqua, ha determinato anche un notevole incremento nella produzione e nella vendita delle apparecchiature di radiocomunicazione ad uso privato, funzionanti sulle gamme appositamente scelte.

Anche le applicazioni elettroniche alla medicina hanno subito un notevole impulso, sia tecnico che industrliale. Oggi l'elettronica consente risultati che non erano prima possibili con la sola mente umana, e con le apparecchiature di un tempo. Gli strumenti diagnostici, quali l'elettrocardiografo, l'elettroencefalografo, ecc., sono oggi alla portata del medico privato, oltre che della clinica e dell'ospedale. La medesima cosa vale per le apparecchiature di ricerca a raggi X, e per gli impianti chirurgici ed elettroterapici.

Uno degli ultimi importantissimi sviluppi dell'elettronica è stato conseguito nel campo delle attività didattiche: oggi — infatti — si sfrutta la registrazione a nastro per l'insegnamento delle lingue straniere, nonché per imparare lezioni sperimentali tramite impianti di televisione a circuito chiuso installati nelle scuole. Sono state persino realizzate apparecchiature elettroniche che snelliscono notevolmente l'attività di controllo, di ricerca e di smistamento nelle biblioteche.

Le macchine elettroniche da calcolo sono anch'esse notevolmente progredite, in seguito all'avvento dei circuiti solidi integrati, i quali — oltre a ridurre gli ingombri ed i pesi — hanno determinato una maggiore economia, ed una maggiore sicurezza di funzionamento, semplificando altresì la tecnica di manutenzione e di riparazione degli impianti.

Sono state escogitate altre possibilità di sfruttamento del « laser », nei campi della microscopia, della spettroscopia, della micro-saldatura, ecc., nonché in un certo numero di applicazioni a carattere militare.

L'articolo conclude infine con un grafico, chiaro e razionale, che illustra in forma sinottica l'intera situazione del mercato, da un punto di vista eminentemente statistico.

## UN ORGANO ELETTRONICO A TRANSISTORI

**(Da « Toute l'Electronique »)**

Ben pochi sono gli appassionati dell'elettronica, sia dal punto di vista professionale che da quello dilettantistico, che non si sono interessati neppure una volta del mistero in cui è avvolto l'organo elettrico.

Indubbiamente, sulle varie riviste di elettronica sono stati spesso pubblicati articoli su questo interessante argomento, articoli tendenti a volte a chiarire i principi fondamentali del funzionamento di tale strumento, ed a volte a descrivere la costruzione di un esemplare più o meno complesso.

Questo articolo appartiene ad entrambe le categorie, in quanto — oltre ad esaminare in forma tutt'altro che superficiale i principi generici del funzionamento — analizza da un punto di vista assai pratico e razionale un organo elettronico del tipo cosiddetto da « salone », il cui aspetto è riportato in figura.



Come si può osservare nelle figure di cui il testo è corredato, in genere questi strumenti consistono in tre sezioni principali: una sezione che provvede alla produzione di segnali elettrici con tante frequenze quanti sono i tasti della tastiera, comprendente anche un dispositivo di alterazione della forma d'onda indispensabile per la variazione dei cosiddetti « registri »; una sezione di amplificazione, che conferisce ai segnali prodotti ed elaborati la potenza necessaria per eccitare a sufficienza un sistema di altoparlanti, ed una sezione di alimentazione.

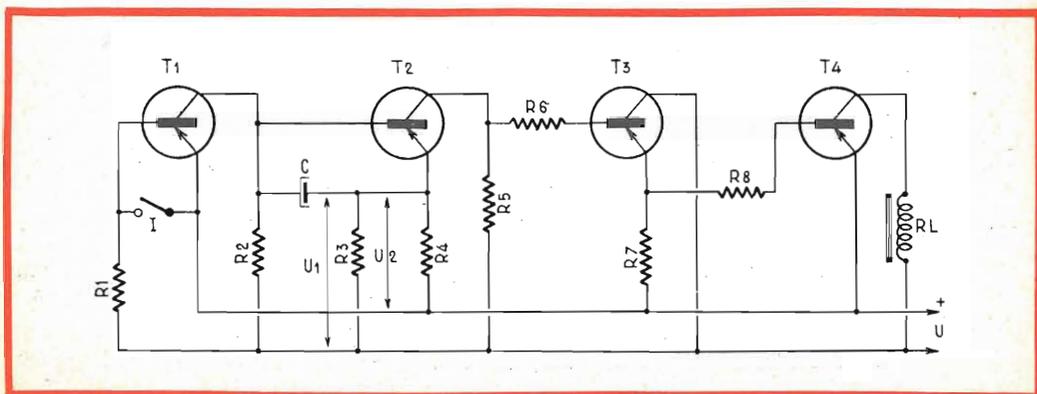
Naturalmente, i vari controlli (amplificazione, timbro, commutatori, ecc.), fanno parte delle diverse sezioni alle quali fanno capo.

Una particolare caratteristica dell'organo descritto risiede nel fatto che viene messa in buona evidenza quella parte della tecnica elettronica che ha consentito di ottenere con i transistori ciò che un tempo era possibile ottenere solo con sistemi elettromagnetici. Oltre a ciò, si tratta di uno strumento che viene regolarmente prodotto per il commercio, e che può essere acquistato sia come apparecchio funzionante e collaudato, sia sotto forma di « scatola di montaggio ».

## RELÉ TEMPORIZZATI A TRANSISTORI —

**(Da « Radio Constructeur »)**

La maggior parte dei relé temporizzati a transistori di cui viene pubblicata la descrizione presenta una certa mancanza di stabilità agli effetti della « tenuta » — ossia della costanza — dell'intervallo imposto, e non consente una temporizzazione di una certa durata, in quanto si tratta di relé aventi un intervallo di tempo dell'ordine dei 20-30 secondi, al massimo.

Lo schema descritto nell'articolo al quale ci riferiamo non presenta tali inconvenienti: in esso, la stabilità viene conseguita mediante una realizzazione del tutto particolare del circuito di scarica del condensatore C, che determina il «fattore tempo».

Il funzionamento del dispositivo avviene come segue: all'atto della messa in funzione, il contatto I è aperto, il transistore T1 è in stato di conduzione, e C si trova in stato di carica con una tensione pari alla metà della tensione di alimentazione.

Chiudendo il contatto I, si provoca il passaggio allo stato di non conduzione del transistore T1, e si costituisce un circuito di scarica nei confronti del condensatore C, tramite le resistenze R2 ed R3 collegate tra i poli negativo e positivo.

L'influenza sulla scarica da parte degli altri settori del circuito può essere considerata trascurabile agli effetti pratici, in quanto essi sono caratterizzati da una resistenza relativamente elevata.

Sostanzialmente, il dispositivo è costituito dai transistori T1 e T2, e — volendo — potrebbe funzionare inserendo l'avvolgimento del relé comandato al posto della resistenza R5. In tal caso, il suddetto relé deve essere assai sensibile, e la corrente di eccitazione non deve essere di intensità superiore a 5 milliampère. Aggiungendo invece gli stadi T3 e T4, è possibile usare un relé assai meno sensibile.

I valori da adottare sono i seguenti: R1 = 330.000 ohm; R2 = da 10 a 3.200 kohm, per ottenere intervalli di tempo compresi tra 2 e 387 secondi; R2 ed R4 = = 510 ohm; R5 ed R6 = 7,5 kohm; R7 = 18 kohm, ed R8 = 19 kohm.

I transistori possono essere del tipo SFT 251 o 252 per T1 e T2, o tipi analoghi, e del tipo 2N 2271 per T3 e 2N 655 per T4.

# i lettori ci scrivono ....

**In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.**
**Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.**
**Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 500 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.**

Sig. Rag. **DE MARCHI A.** - Ventimiglia

*Può senz'altro costruire i due mobili Ultra Fidelity illustrati nel n.* 12/1965 *però le consigliamo la costruzione del complesso STEREO modello EICO* - UB31 *che è stato descritto nel n.* 4/1965 *il quale, abbinato a due diffusori acustici modello* UR-50 (SM/411) *consente di conseguire ottimi risultati (risposta in frequenza* 3 dB *da* 30 *a* 18.000 *Hz con un'uscita di* 8 *watt) e che per di più può essere abbinato al tuner* AM-FM UL40 *descritto nel n.* 3/1964 *ed al giradischi Philips in suo possesso.*

*Tale complesso, veramente ottimo, viene fornito in scatola di montaggio e rappresenta una soluzione giudiziosa dato che ad un costo esiguo rispetto ad altri apparecchi similari, consente di avere a disposizione un apparecchio di classe.*

*Desiderando avere una potenza superiore dovrebbe orientarsi verso gli amplificatori di potenza EICO* HF89A 87A / ST70 / ST40 *il cui costo naturalmente è superiore e che possono essere abbinati ai diffusori University descritti a pagina* 1438 *del n.* 10 *di* SELEZIONE RADIO TV.

Sig. **PIERO MINELLI** - Treviso

### Frequenze e segnali standard

*Le principali stazioni che emettono frequenze e segnali orari standard sono le seguenti:*

WWV ( Greenbelt, Maryland USA), *e* WWVH (Puunene, Hawai) *sulle frequenze di* 2500, 5000, 10.000, 20.000 *e* 25.000 *kHz con continuità.* WWVL *su* 20 *kHz, generalmente con continuità e* WWVB 60 *kHz con continuità.*

MSF - (National Laboratory, Teddington G. Bretagna) *su* 2500, 5000 *e* 10 *mila kHz con continuità.* 60 *kHz dalle* 1529 *alle* 1630.

HNB (Neuchatel - Svizzera) *su* 5000 *kHz.*

IBF (Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale) 5000 *kHz dalle ore* 0750 *alle* 0830 *e dalle ore* 1150 *alle ore* 1230.

IAM (Istituto Superiore PP.TT Roma) 5000 *kHz dalle ore* 0830 *alle ore* 0930.

OMA (Praga, Cecoslovacchia) 50 *kHz,* 2500 *kHz continuo.* 3170 *kHz dalle ore* 1900 *alle ore* 0600.

RWM (Mosca) 5000, 10.000, 15.000 *saltuariamente durante la giornata.*

DCF 77 (Mainflingen, Germania) 77,5 *kHz dalle ore* 0745 *alle ore* 1135 *e dalle ore* 2000 *alle ore* 2110.

*Segnali orari internazionali dell'*Osservatorio di Greenwich:

*(ore GMT)* 0300 GBR 16 *kHz;* 0900 GBR 16 *kHz,* GIC 27 7397,5 *kHz,* GIC 33 13555 *kHz;* 1500 GBR 16 *kHz;* 2100 GBR 16 *kHz,* GIC 27 7397,5 *kHz,* GPB30B 10331,5 *kHz. Nei primi sei mesi dell'anno* 1966 *la frequenza di* 16 *kHz sarà sostituita da quella di* 19,6 *kHz.*

Sig. **GRANDI F.** - Ravenna

**Dispositivo di allarme**

*In figura* 1 *riportiamo uno schema più moderno di quello da lei scelto, relativo ad un dispositivo di allarme avente il compito di segnalare la presenza di persone in un locale, animali ecc.*

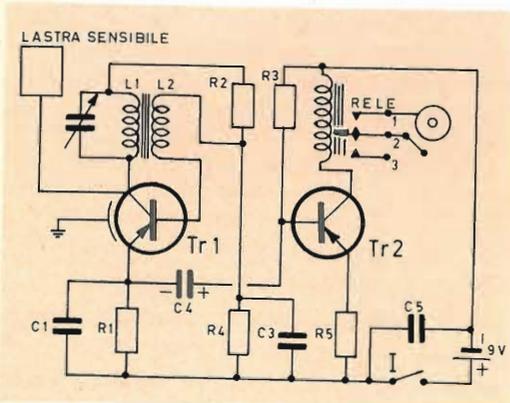



Fig. 1 - Schema elettrico del dispositivo d'allarme.

*Il circuito è ridotto a pochissimi componenti: due transistori del tipo* AF115, *una bobina, un relé, cinque resistenze e cinque condensatori. Il transistore Tr* 1 *funge da oscillatore su una frequenza prossima ai* 27 *MHz, mentre il potenziale di base del transistore Tr* 2 *è regolato in modo che il relé, nella posizione di riposo resti diseccitato.*

*Quando una persona si avvicina alla lastra, la cui distanza sarà regolata in sede di taratura, si produce lo stesso effetto che si produrrebbe introducendo nel circuito un'impedenza molto elevata la qual cosa dà origine ad una notevole diminuzione della frequenza di oscillazione. In tali condizioni* C1, *che in condizioni normali si comporta come un corto circuito, aumenta la propria impedenza provocando agli estremi di* R1 *una d.d.p. che si trasmette alla base di Tr* 2 *tramite* C4. *La componente continua di questa corrente rettificata provoca nella resistenza* R5 *del circuito di emettitore di* Tr2 *una caduta di tensione fra la base e l'emettitore dando luogo ad una diminuzione della corrente di collettore: ciò provoca la diseccitazione del relé. In tal caso aprendosi i contatti* 1-2 *si provoca la chiusura degli altri due contatti* 2-3 *ai quali sarà collegato il sistema di allarme luminoso o sonoro, od anche un contatore (nel*

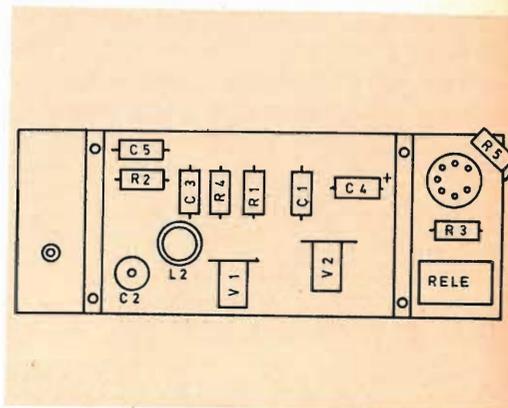



Fig. 2 - Disegno indicativo della disposizione dei componenti.

*caso il dispositivo sia usato quale contatore di persone).*

*La bobina, come è indicato in fig.* 3, *sarà avvolta su un supporto avente il diametro di* 10 *mm.* L1 *è costituito da* 11 *spire di filo smaltato, spaziate di un diametro, da* 9/10, L2 *da* 4 *spire dello stesso filo.*

*Come lastra sensibile potrà usarsi una striscia di rame da* 25×25 *mm lunga da* 2 *a* 5 *metri, la cui disposizione dovrà essere trovata sperimentalmente in relazione all'uso che si vuole fare dell'apparecchio.*

*Il valore dei componenti è il seguente:* R1 = 1.000 ohm; R2 = 22.000 ohm; R3 = 100.000 ohm; R4 = 2.200 ohm; R5 = 27 ohm; C1 = 10 nF; C2 = 25 pF; C3 = 50 nF; C4 = 2 μF; C5 = 0,1 μF.

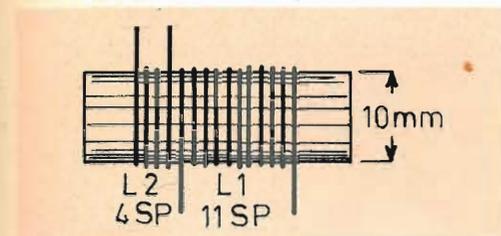



Fig. 3 - Dati costruttivi della bobina per il dispositivo d'allarme.

Sig. **PARENTE F.** - Roma

*Circa l'amplificatore da Lei costruito, con risultati negativi, i consigli più adatti avrebbe dovuto darglieli la redazione della rivista che ne ha pubblicato lo schema. Noi non abbiamo difficoltà alcuna ad aiutarla ma naturalmente non possiamo farlo se non ci invia in visione lo schema al quale fa riferimento.*

*Dato che nella sua richiesta lei parla di uno schema appropriato, le precisiamo che su* SELEZIONE RADIO-TV *ne abbiamo pubblicato molti. Fra i migliori segnaliamo l'amplificatore* GOODNESS SM/5005 *descritto nel n.* 4 *dell'aprile* 1964. *Ottimo per i suoi bisogni è il complesso preamplificatore-amplificatore* SM5001/SM5003 *descritto nel n.* 10 *del* 1963 *che non è altro che una edizione migliorata del già famoso amplificatore* SM/4412/4413.

*Nel n.* 6 *del* 1965 *è stato descritto un magnifico amplificatore per chitarra il quale consente di avere una potenza di uscita di ben* 35 *Watt.*

*Nella rubrica* I LETTORI CI SCRIVONO *abbiamo altresì pubblicato lo schema di altri amplificatori, generatori di tremolo e mixer ad essi accoppiabili.*

Sig. **MORONI P.** - Roma

**Semplice sintonizzatore radiogoniometrico per OC**

*In figura* 4 *è riportato lo schema relativo al sintonizzatore radiogoniometrico richiesto adatto a funzionare*

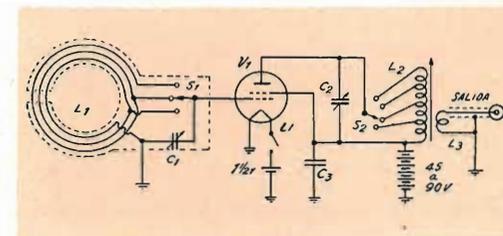



Fig. 4 - Schema elettrico del sintonizzatore radiogoniometrico.

*sulla gamma da* 5 *a* 15 *MHz (raggio diretto). Esso, tramite un cavetto coassiale, potrà essere accoppiato ai morsetti di antenna del Suo ricevitore portatile.*

*L'elemento principale è costituito dal quadro, il quale ha la forma di un cerchio di* 30 *cm di diametro e che è costituito da un tubo di rame avente il diametro di* 12,5 *mm ed una lunghezza di* 75 *cm. Nella parte superiore il tubo è tagliato e le due sezioni, poste ad una distanza di* 6 *mm l'una dall'altra, sono tenute insieme da un pezzo di tubo di gomma molto robusto in modo da conservare al quadro la massima rigidità possibile. La parte inferiore, come è mostrato in fig.* 5, *dovrà essere saldata ai lati di una cassetta metallica avente le dimensioni di* 11 x 20 x 8 *cm nella quale è alloggiato l'amplificatore a radio frequenza.*

*Nell'interno del quadro saranno avvolte tre spire di filo di rame da* 10/10 *ricoperte da un tubetto sterlingato a minima perdita. Ciascuna spira sarà collegata al commutatore* S1. *L'altra estremità dell'avvolgimento dovrà far capo al condensatore di sintoria* C1. *La bobina* L2 *sarà composta da* 25 *spire di filo di rame smaltato da* 8/10 *avvolte su un supporto a minima per-*

*dita, con nucleo, del diametro di* 12,5 *mm e con derivazioni alla* 7ª, 12ª, 18ª *e* 25ª *spira.* L3 *sarà costituita da* 3 *spire di filo di rame da* 10/10 *avvolte nella parte inferiore di* L2 *per circa* 1/3 *della sua lunghezza.*

*Come valvola potrà essere usata indifferentemente una delle seguenti:* 1T4, 1U4, 957, 958 *o* 959. *Usando le prime due è opportuno ricordare che occorre mettere a massa la parte del filamento che fa capo al piedino* 1 *essendo ad esso collegata anche la griglia soppressore.*

Fig. 6 - Come si presenta il sintonizzatore ultimato.

*Le operazioni di messa a punto sono molto elementari. Esse saranno effettuate tramite un grid-dip allo scopo di controllare se l'uscita è effettivamente sintonizzabile sulla gamma 5-16 MHz.*

*Elenco del materiale:* C1 = 100 μμF *variabile;* C2 = 25 μμF *variabile;* C3 = = 0,002 μF. S1 = *commutatore in ceramica a tre posizioni;* S2 = *commutatore a quattro posizioni. Alimentazione da* 45 *a* 90 *Volt. Filamento* 1½ *Volt.*

Sig. **ALBERTI G.** - Firenze

**Convertitori per le gamme dei 20,15 e 10 metri**

*In figura* 6 *è rappresentato lo schema di un convertitore per la ricezione delle gamme radiantistiche dei* 10, 15 *e* 20 *metri, che può essere accoppiato a qualsiasi ricevitore ad onda media su frequenze superiori ai* 1000 *kHz. Il cambiamento di frequenza è ottenuto tramite una serie di cristalli nel seguente modo:*

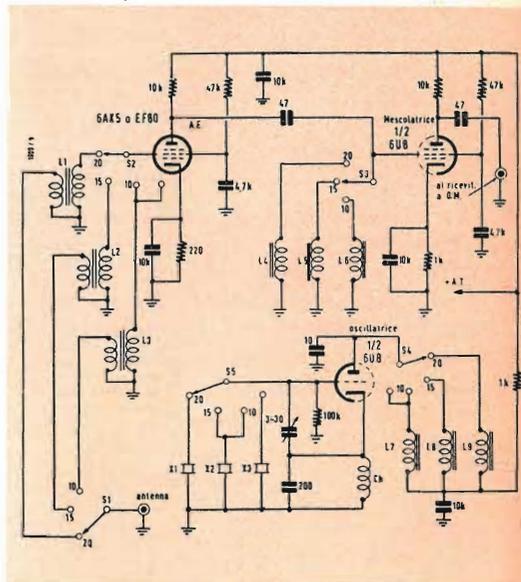



Fig. 7 - Schema elettrico del convertitore.

Gamma dei 20 metri: *cristallo* X1 = = 4250 *kHz funzionante sulla terza armonica cioè su* 12.750 *kHz dimodocchè il valore della frequenza intermedia varia da* 1250 *a* 1650 *kHz ed è possibile la ricezione fra* 14.000 *e* 14.350 *kHz.*

Gamma dei 15 metri: *Cristallo* X2 = = 7550 *che tramite accordo di* L8 *lavora sulla terza armonica pari a* 22.650 *kHz con frequenza intermedia variabile da* 1200 *a* 1650 *kHz.*

Gamma dei 10 metri: *viene usato il cristallo* X2 *la cui quarta armonica cade su* 30.200 *kHz con frequenza intermedia variabile da* 1000 *a* 1600 *kHz per la gamma da* 28.600 *a* 29.200 *kHz mentre il cristallo* X3 *avente la frequenza di* 7400 *kHz con la quarta armonica che cade a* 29.600, *e frequenza variabile da* 1000 *a* 1600 *kHz, consente la ricezione della gamma compresa da* 28.000 *a* 28.600 *kHz. Naturalmente usando cristalli di frequenza leggermente diversa si possono superare i limiti estremi di tali gamme.*

*Il valore dei componenti è stato riportato direttamente sullo schema. Tutti gli avvolgimenti devono essere effettuati con filo smaltato da* 0,4 *mm.*

L1 = 42 *spire unite diametro* 6 *mm. Accoppiamento stretto dal lato freddo con cinque spire.*
L2 = 25 *spire unite diametro* 6 *mm. Accoppiamento stretto dal lato freddo con quattro spire.*
L3 = 18 *spire unite diametro* 6 *mm. Accoppiamento stretto dal lato freddo con tre spire.*
L4 = 40*spire unite diametro* 6 *mm.*
L5 = 23 *spire unite diametro* 6 *mm.*
L6 = 16 *spire unite diametro* 6 *mm.*
L7 = 15 *spire unite diametro* 10 *mm.*
L8 = 20 *spire unite diametro* 10 *mm.*
L9 = 37 *spire unite diametro* 10 *mm.*

*Ogni bobina dovrà essere accordata sulla frequenza di risonanza tramite un grid dip sui seguenti valori:*
L1 = 14.100 *kHz;* L2 = 21.150 *kHz;*
L3 = 28.400 *kHz;* L4 = 14.200 *kHz;*
L5 = 21.250 *kHz;* L6 = 28.600 *kHz;*
L7 = 29.900 *kHz;* L8 = 22.650 *kHz;*
L9 = 12.750 *kHz.*

*Le tensioni di alimentazione, dato il modesto assorbimento del convertitore,* (200 V 20 mA) *possono essere prelevate dal ricevitore stesso.*

Sig. **FASCE R.** - Genova

**Descrizione di un semplice S meter**

*L'inserzione di un S meter in un ricevitore che ne sia sprovvisto allo scopo di poter valutare, grosso modo, l'intensità dei segnali ricevuti non presenta difficoltà alcuna.*

*In figura* 8 *è indicato lo schema di un* S METER *di facilissima costruzione il quale può essere collegato direttamente al* CAV *del ricevitore ad onda corta in suo possesso e il cui circuito è del tutto simile a quello caratteristico dei voltmetri a valvola. L'impedenza di ingresso è dell'ordine dei* 12 *megaohm. L'alimentazione del filamento e quella anodica potrebbero essere prelevate dal ricevitore: noi abbiamo preferito renderla indipendente allo scopo di usare l'S meter con altri apparecchi.*

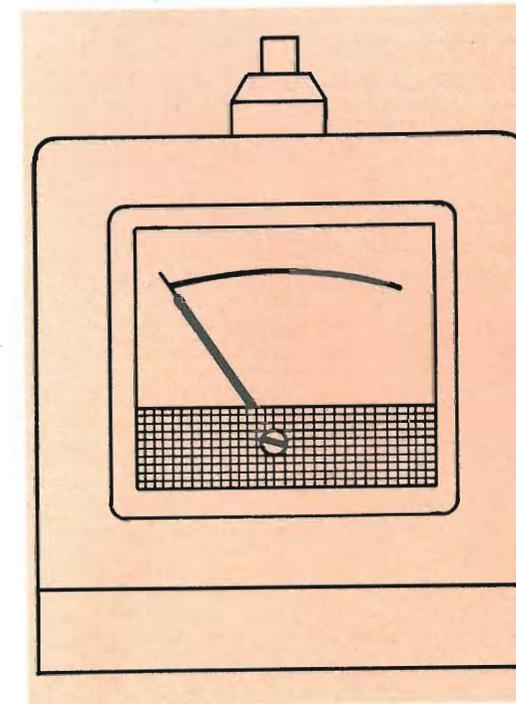



Fig. 7 - Pannello frontale del S meter.

*I componenti usati sono i seguenti:* R1 = 2,2 Mohm; R2 = 10 Mohm; R3 = 3.300 ohm; R4 = 20.000 ohm *potenziometro lineare;* R5 = 20.000 ohm *potenziometro lineare;* R6 = = 3.300 ohm; R7 = 10 Mohm; R8 = = 1.000 ohm 5 Watt (*tutte le altre resistenze da* ½ W).
C1 = 0,01 μF 150 V; C2 = 0,01 μF 150 V; C3 = 20+20 μF 150 V *elettrolitico.*

*Valvola* = 12AU7; *Diodo* 1N2069 *o di tipo similare, al silicio od al selenio, per una corrente minima di* 30 mA.
Lp = *lampada di illuminazione del milliamperometro* 6,3 V 0,6 V.

M1 = *milliamperometro da* 1 mA *con quadrante illuminato e scala ampia, tarata in S od in dB.*

T1 = *Trasformatore di alimentazione con primario universale, o a* 220 V, *e secondario* 125V 15mA; 6,3 V 0,3 A.
*Il tutto può essere contenuto in una cassetta avente le dimensioni di* 115 x x 105 x 105 *mm con il pannello frontale contenente il milliamperometro inclinato (fig. 7).*

*Un capo dell'ingresso dell'apparecchio dovrà essere collegato al circuito del C.A.V. del ricevitore, l'altro capo a massa. In assenza di segnale, togliendo l'antenna si regolerà il potenziometro* R4 *in modo da portare l'indice dello strumento sulla posizione zero, successivamente, dopo aver inserito l'antenna, si sintonizzerà il ricevitore su una stazione molto forte, ad esempio la locale, e si regolerà il potenziometro* R5 *in modo che l'indice si sposti nella posizione di massima deviazione. Dopo di che si segneranno le posizioni intermedie sul quadrante dello strumento.*
*Naturalmente l'intensità dei segnali misurata sarà relativa, ma più che sufficiente ad emettere giudizi validi.*

Fig. 8 - Schema elettrico del S meter.

Sig. **CATTANI P.** - Ferrara

**Amplificatore per chitarra**

*L'amplificatore descritto nel n. 6/1965 di* SELEZIONE RADIO TV *rappresenta quanto di meglio possa richiedersi ad un complesso amplificatore per chitarra elettrica. Esso dispone di due canali indipendenti con controlli di tono e di volume separati, e con due ingressi per ciascun canale, la qual cosa corrisponde a quattro ingressi in totale. D'altra parte la possibilità di inserire il vibrato, variabile in frequenza ed in profondità per mezzo di un pedale, semplifica alquanto la costruzione dell'apparecchio evitando la introduzione di un ingresso indipendente. Le caratteristiche sono quelle da lei richieste e precisamente: risposta lineare da 20 a 20.000 Hz, con una potenza massima di uscita di 35 Watt. Nell'articolo in questione è trattata anche la costruzione del mobiletto atto ad evitare, durante il funzionamento a massima potenza e con segnali provenienti da un contrabbasso elettrico, vibrazioni parassite e risonanze. Come altoparlanti possono essere usati vantaggiosamente i tipi* ISOPHON P38/45/10 *(catalogo della* GBC A/468) *od anche l'altoparlante a tre vie* UNIVERSITY *mod.* 308 *o* 315C. *Le consigliamo la costruzione di tale amplificatore dato che il progettista che ne ha pubblicato la descrizione sulla rivista* PRATICAL WIRELESS *è uno specialista del genere, la qualcosa è per se stessa garanzia di successo.*



Sig. **OTTAVIANO L.** - Sesto S. G.

**Trasformatore microfoni**

*Per l'apparecchio al quale fa riferimento è possibile usare qualsiasi trasformatore purchè abbia rapporto* 1 : 6 *od anche leggermente inferiore* (1 : 4 *o* 1 : 5). *La sua costruzione, dato l'uso al quale è destinato (microfono a carbone), non è consigliabile.*

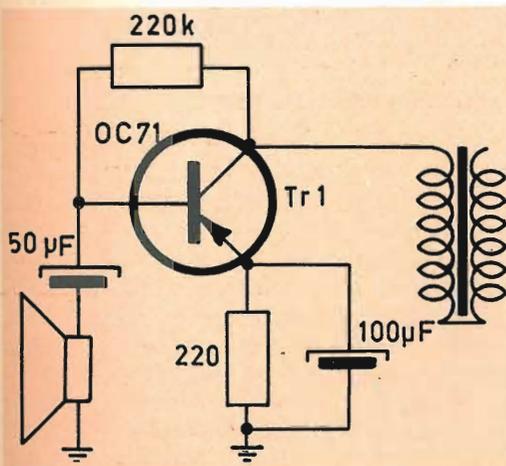



Fig. 9 - Schema elettrico del preamplificatore.

*In figura 9 riportiamo lo schema di un preamplificatore usabile nel TX, descritto a suo tempo, in unione ad un microfono piezoelettrico.*
*In esso si fa uso di un transistore* OC71, *di una resistenza da* 220 *ohm, di una da* 220.000 *ohm, di un condensatore elettrolitico da* 50 μF, *unitamente ad uno da* 100 μF *ambedue da* 25 *V.*
T1 *rappresenta un comune trasformatore intertransistoriale con rapporto* 1 : 3.

Sig. **ROSSI G.**

**Preamplificatore per testina magnetica**

*Il condensatore d'accoppiamento di uscita deve avere un valore dell'ordine dei* 100 *kpF (125 V poliestere). Possibilmente il valore ottimo dovrà essere trovato per tentativi.*
*I condensatori elettrolitici possono essere sostituiti con altri aventi le seguenti caratteristiche:* 10 μF 25V *(catalogo* GBC B/343) *e* 25 μF 12V *(catalogo* GBC B 320-2).
*È molto difficile ottenere, anche sostituendo la bobina magnetica, una risposta superiore ai* 10.000 *kHz (effettivi).*
*Non siamo in grado attualmente di precisare i dati di cui al primo punto della sua richiesta.*

Sig. **CAMPALTO S.** - Venezia

**Cassa armonica**

*Gli altoparlanti Peerless* A/254, A/258, A/262 *avrebbero dato dei risultati veramente ottimi se fossero stati collocati in un diffusore a tre vie con cassa completamente chiusa, infinite baffle, del tipo GBC* A/500-1 *oppure* A/502-1, *entrambe fornite prive di altoparlanti. Tali casse sono per l'appunto adatte ad essere impiegate con altoparlanti Peerless del tipo in suo possesso.*
*Volendo effettuare il piano di foratura della cassa da lei costruita le consigliamo di attenersi alla fotografia riportata nel n.* 10 *di* SELEZIONE RADIO TV *del* 1965 *relativa al modello* PABS-3-25 *a pagina* 1433 *nella quale è chiaramente visibile la posizione che devono assumere gli altoparlanti nella cassa stessa.*

Sig. **SCAGLIARINI R.**

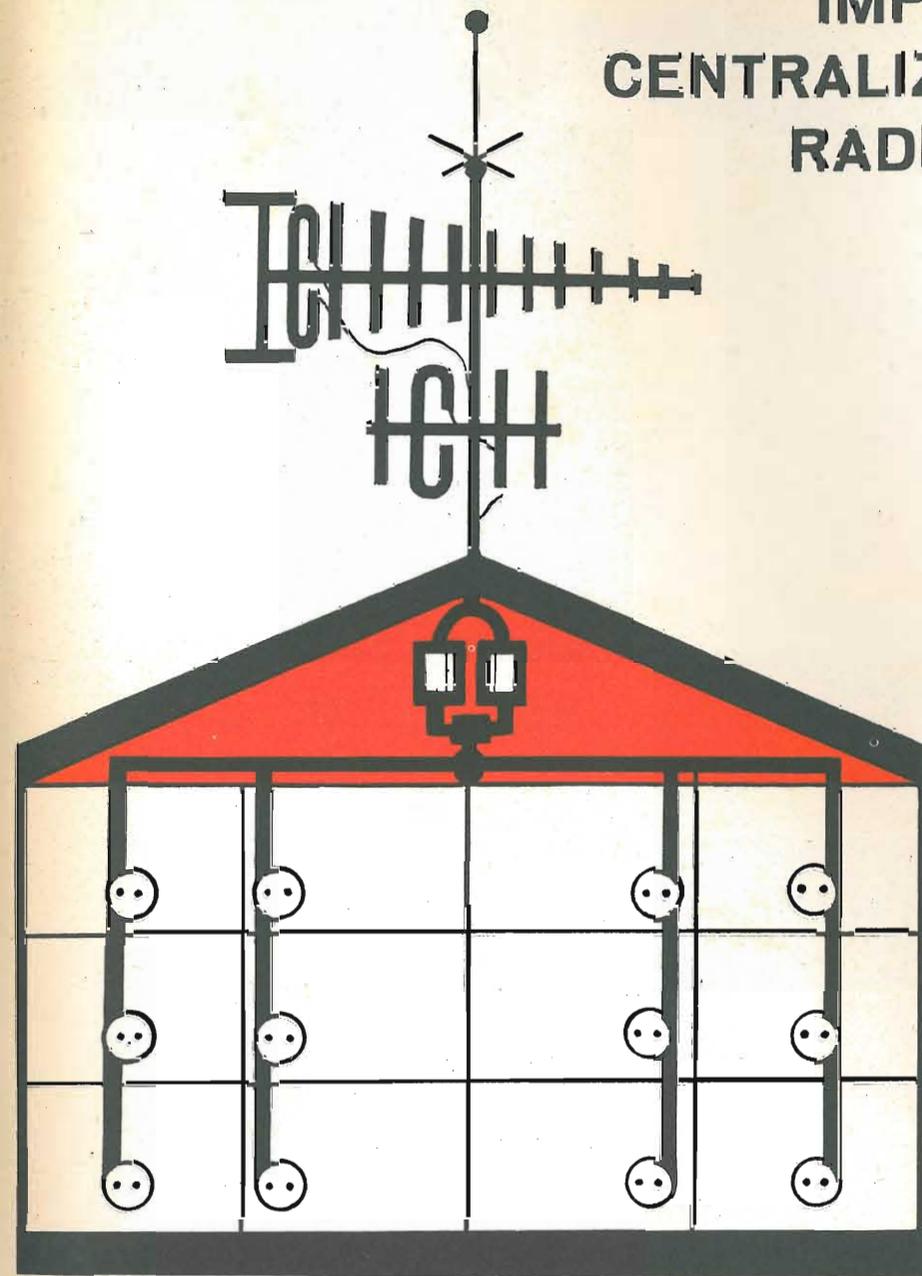
**Ricevitore 204 U**

*Trattandosi di un ricevitore costruito prima dell'ultima guerra non mi è*

*stato possibile rintracciare, nemmeno presso la* PHILIPS, *lo schema della super* BI 204 U.
*Nel mio archivio ho reperito per contro lo schema dell'apparecchio* PHILIPS BI 190 U *che ritengo abbia le stesse caratteristiche dato che monta le valvole* UCH41, UAF42, UL41 *e* UY41. *Penso perciò che la valvola che non riesce ad individuare, dato che il tempo ha cancellato completamente la sigla, sia senz'altro la* UAF42, *oppure la* UAF41 *che ha caratteristiche similari.*
*La tensione di placca della valvola finale dovrebbe essere dell'ordine di* 125V (40 mA), *quella di schermo* 120V (7,2 mA). *Per le altre valvole le tensioni sono: Placca* 115V, *schermo* 70V, *con un assorbimento anodico totale di circa* 60 mA. *Sempre della stessa epoca sono in possesso dello schema di un altro apparecchio di identica serie,* PHILIPS BI281U *e* BI290U, *a cinque valvole* UCH41, UAF41, UAF41, UL41 *e* UY41.
*Tutte le suddette valvole può trovarle presso la* GBC.

Sig. **GENZONE G.** - Settimo M.

**Preamplificatore d'antenna**

*Nel numero* 3-1965 *di* SELEZIONE RADIO AV *abbiamo dedicato, a cura dell'ing. W.B. Rosink, un lungo articolo dedicato agli amplificatori di antenna per la banda III TV. Sono stati trattati due tipi distinti di amplificatori: il primo che fornisce un guadagno di* 32dB, *il secondo che consente prestazioni maggiori ed un guadagno di circa* 37dB. *Tali amplificatori sono stati calcolati per funzionare sulla gamma* 195-215*MHz e quindi sono adatti anche per la ricezione dell'emittente televisiva svizzera che le interessa ricevere.*
*Tenga presente che la* GBC *dispone di ottimi amplificatori d'antenna per tutti i canali* VHF *e* UHF *i quali consentono di ottenere risultati veramente ottimi, e che sono illustrati da pagina* 823 *a pagina* 839 *del* CATALOGO GENERALE GBC.

MOD. 30 (Ediz. 1961)

L'Amministrazione non assume alcuna responsabilità civile in conseguenza del servizio telegrafico.

Le ore si contano sul meridiano corrispondente al tempo medio dell'Europa Centrale.

AFFEZIONATA CLIENTELA

Ricevuto il 16 ... 1962 ore 0001 RICEVENTE

Per circuito N. ...

DESTINAZIONE Milano

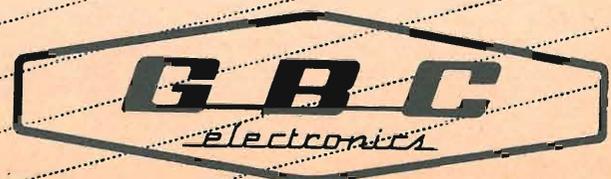
PROVENIENZA Firenze Brown

NUM. | PAROLE 6 | DATA DELLA PRESENTAZIONE Giorno e mese 16 | Ore e minuti 0000

Roma - Istituto Poligrafico

=== AFFIDATEVI ALLA QUALITÀ

PREFERITE ANTENNE G.B.C. ===

G.B.C. electronics

# misuratore di campo VHF-UHF a transistori tipo EP 596 B

**Campo di frequenza:** VHF tutti i canali TV e FM; UHF 470 ÷ 830 MHz.

**Campo di misura:** VHF 10-30.000 microVolt; UHF 25-30.000 microVolt.

Completamente transistorizzato.

Portatile - Borsa di cuoio.

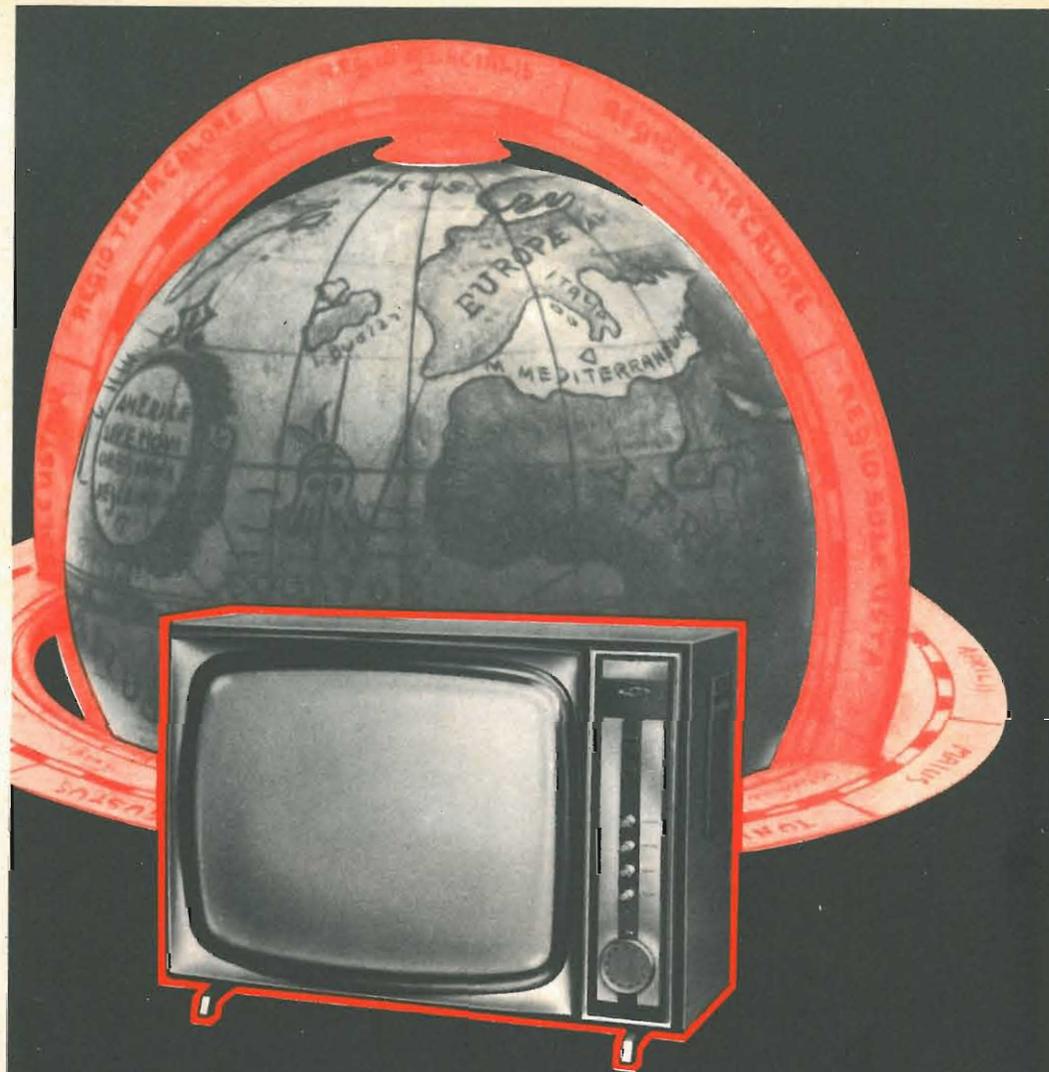
Alimentazione a Pile - Autonomia 100 ore.

Traslatore 75/300 Ohm e adattatore 10 dB in dotazione.

Dimensioni: 180 x 230 x 165 mm. - Peso: Kg. 4.

**UNA**

**APPARECCHI RADIOELETTRICI - MILANO**

Via Cola di Rienzo, 53/A - Tel. 47.40.60-47.41.05

# TRANSISTORI AD EFFETTO DI CAMPO

**A CURA DI LORIS CRUDELI**

**dell'Ufficio Tecnico Krundaal**

Una prima distinzione, valida in senso lato, tra transistor ad effetto di campo (FET) e transistor convenzionali è questa: i primi sono dispositivi **unipolari,** i secondi **bipolari;** con ciò si intende che la conduzione avviene, nei primi, esclusivamente per mezzo dei portatori di carica maggioritari; mentre nei secondi anche ad opera dei portatori minoritari; inoltre, nei primi la conduzione viene modulata da un campo elettrico trasversale, mentre nei secondi è una corrente che modula la conduzione. A queste differenze fondamentali sono dovute le caratteristiche assolutamente nuove e vantaggiose del FET in confronto di un transistor convenzionale a giunzione.

## Teoria

Consideriamo la fig. 1: in a) si vede un blocchetto di materiale semiconduttore (silicio) drogato positivamente o negativamente, le cui dimensioni sono L, W, T; ai due estremi vengono metallizzati due contatti, che prendono il nome di SOURCE (S) e DRAIN (D). La resistenza $R_o$ tra i terminali S e D sarà data da:

$$R_o = p . \frac{L}{W . T}$$

dove p = resistività del semiconduttore usato; la conduzione sarà dovuta esclusivamente ai portatori maggioritari.

A questo punto vengono depositati (fig. 1-b), su due facce esterne del blocchetto, due strati di silicio drogato in maniera opposta a quella del blocchetto stesso: per esempio consideriamo il caso di blocchetto di tipo P e strati esterni N i due strati esterni vengono poi collegati elettricamente fra loro, a formare il terzo elettrodo, GATE (G).

In pratica i FET non vengono fabbricati con questo metodo, ma piuttosto si opera, mediante successive mascherature

e diffusioni secondo la tecnica planare, in modo da ottenere dispositivi simili a quello di fig. 1-c, in cui, comunque, si può identificare la stessa disposizione fondamentale della fig. 1-b.

Come si vede la corrente tra D e S è costretta ora a passare all'interno del dispositivo, in una zona ben limitata chiamata **canale.**

In b) la resistenza tra D e S, pur col G

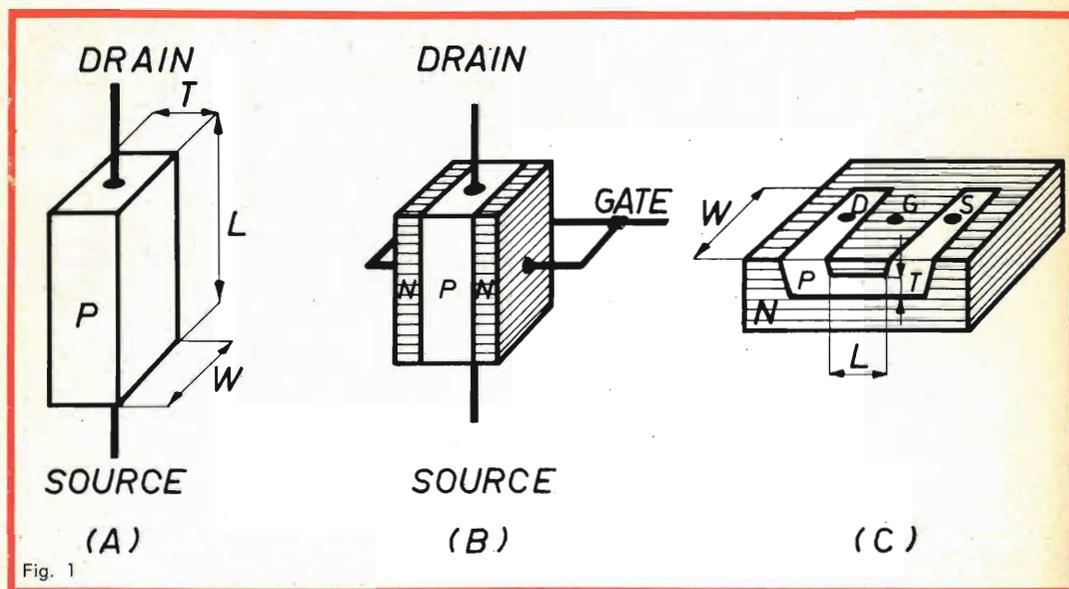



Fig. 1

scollegato, non è più la stessa del dispositivo in a): infatti nella zona di giunzione P-N (fenomeno tipico delle giunzioni semiconduttrici) si forma una zona di carica spaziale, o strato di svuotamento, dove non esistono più portatori liberi; questa zona si estende sia nel materiale N che in quello P, e poichè la con-

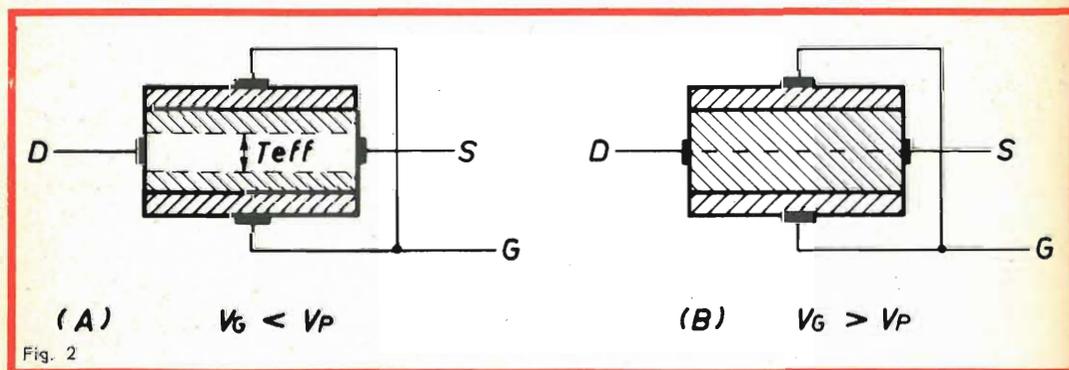



Fig. 2

duzione, in quest'ultimo, è dovuta esclusivamente ai portatori liberi (maggioritari), l'effetto della creazione degli strati di svuotamento è quello di ridurre lo spessore (T) interessato alla conduzione.

Si avrà pertanto:

$$R_{eff} = p. \frac{L}{W.T_{eff}}$$, dove $T_{eff}$ è minore di T.



Come è noto la zona di carica spaziale nei pressi di una giunzione può essere estesa applicando una tensione inversa alla giunzione stessa; nel nostro caso questo porterà ad una ulteriore riduzione di $T_{eff}$, cioè dello spessore efficace e quindi un aumento di $R_{eff}$. Studiamo ora il comportamento del dispotitivo quando i suoi elettrodi D e G siano polarizzati convenientemente **(le tensioni sono sempre riferite al Source).**

**1° caso (fig. 2):** D e S cortocircuitati, G polarizzato positivamente ($V_G$) rispetto al canale. In a) la polarizzazione inversa ha assottigliato maggiormente il canale; in b) la polarizzazione inversa ha raggiunto il particolare valore $V_P$ (tensione di pinch-off) tale da far addirittura congiungere le due zone di carica spaziale. Il canale è stato così **strozzato** per tutta la sua lunghezza, per cui la sua $R_{eff}$ arriva quasi all'infinito, rendendo impossi-

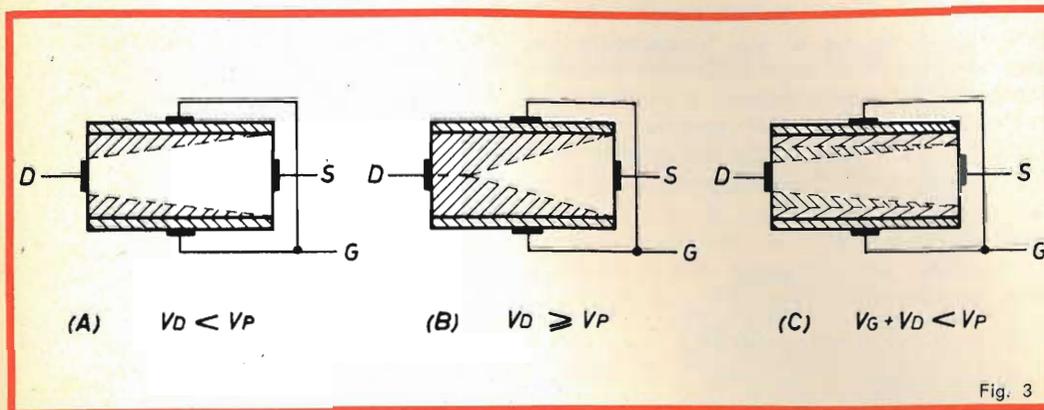



Fig. 3

bile un passaggio di corrente nel canale stesso anche applicando una tensione al terminale D.

**2° caso (fig. 3):** G e S cortocircuitati. D polarizzato negativamente ($V_D$). Nel canale scorre corrente, e si crea un gradiente di potenziale lungo di esso; poichè il G ha lo stesso potenziale del S la giunzione G-canale sarà polarizzata in quantità crescente procedendo dal S verso il D. Le zone di carica spaziale assumono perciò la forma inclinata di fig. 3-a, ed anche in questo caso lo spessore efficace del canale viene ridotto. Di nuovo, quando $V_D$ raggiunge il valore $V_P$ avviene ancora il fenomeno di strozzatura del canale (pinch-off), ma con effetti particolari: come risulta dalla fig. 4 quando $V_D$ varia da 0 a $V_P$, la corrente aumenta, seguendo la legge di Ohm; quando però $V_D$ eguaglia o supera $V_P$ le due zone di carica spaz. si avvicinano ancora, ma **non si toccano completamente** fig. 3-b (una spiegazione completa del fenomeno dovrebbe trattare problemi di fisica quantistica che qui è fuori luogo sollevare); la situazione è tale per cui un aumento

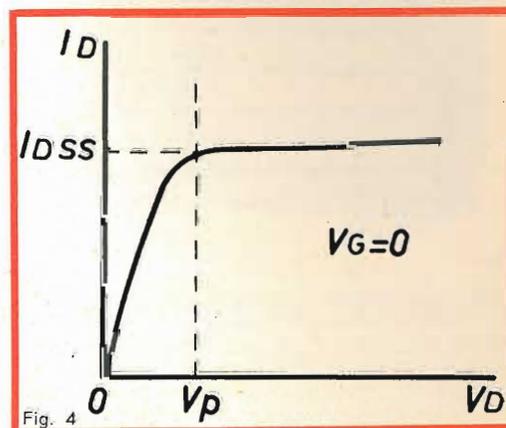



Fig. 4

di $V_D$ oltre $V_P$ tende a far crescere la $I_D$, ma contemporaneamente aumenta notevolmente la resistenza del canale ($T_{eff}$ è molto piccolo) che tende a far diminuire $I_D$; l'effetto risultante è che $I_D$ non

aumenta ulteriormente (o di quantità trascurabile): il FET lavora dunque in **saturazione,** e la sua resistenza incrementale è pressochè infinita. (il valore della corrente di saturazione, ottenuto con $V_G = 0$ e $V_D$ = o maggiore di $V_P$ viene indicato simbolicamente con $I_{DSS}$.)

Nel funzionamento normale del FET necessita però di entrambe le polarizzazioni viste nei casi precedenti, $V_D$ e $V_G$, il che porta al sommarsi dei due effetti (fig. 3-c). Le zone di carica spaziale risultanti sono dovute quindi sia al campo elettrico di $V_D$ sia di $V_G$. Fisicamente i due campi elettrici non sono dello stesso tipo; infatti quello dovuto a $V_G$ è normale alla giunzione N-P, mentre quello dovuto a $V_D$ è tangenziale alla giunzione stessa, ma poichè il risultato finale è sempre quello di restringere il canale, per tutti gli scopi pratici si possono considerare uguali. Da ciò segue che il canale sarà « strozzato » quando:

$$V_D + V_G = \text{o maggiore di } V_P \qquad (1)$$

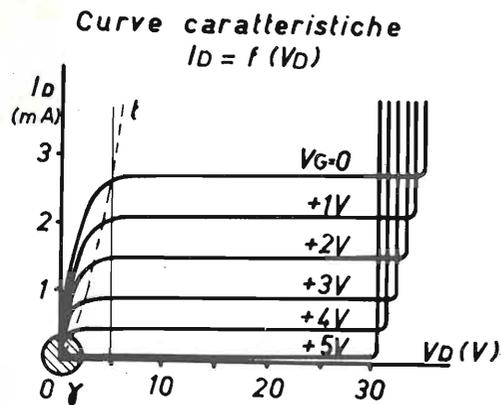



Fig. 5

Dalla (1) si può notare come, al crescente valore di $V_G$ il canale raggiunga lo stato di pinch-off per valori sempre più piccoli di $V_D$, e come, di conseguenza, anche la corrente di saturazione $I_D$ (che dipende ovviamente dal valore di $V_D$) diminuisca simultaneamente. Nel caso particolare in cui $V_G = V_P$ il canale sarà **pinched-off** già per $V_D = 0$, a cui corrisponde anche una $I_D = 0$, quindi, per qualsiasi valore di $V_D$ la $I_D$ continuerà ad essere uguale a zero. Questa condizione è analoga a quella della interdizione della corrente di placca in un tubo a vuoto (in effetti la $I_D$ non si riduce proprio a zero, ma, al minimo, uguaglierà la $I_{GSS}$, cioè la corrente inversa della giunzione G-canale).

**Curve caratteristiche**

E' possibile ora tracciare la famiglia completa delle curve $I_D = f(V_D)$ (fig. 5). Dall'esame di tali curve si possono rilevare dati interessanti: la linea « t » è il luogo dei punti per cui $V_G + V_D = V_P$, e divide la figura in due parti: a sinistra la regione di funzionamento ohmico, a destra quella del funzionamento saturato, che si adotta nella quasi totalità dei casi.

Appare anche evidente il significato di $V_P$, sia come quel valore di $V_G$ che annulla sempre la $I_D$, sia come quel valore di $V_D$ che porta alla saturazione del canale con $V_G = 0$. Dalle curve riportate risulta in entrambi i casi, infatti, $V_P$ = 5 V.

La figura 6 è l'espansione delle curve racchiuse nel cerchietto del grafico 5, e ci mostra una interessante possibilità di applicazione del FET quando sia usato in « regime ohmico ». Infatti, per valori sufficientemente piccoli di $V_D$ (da 0 a circa — 0,2 V) le curve sono sensibilmente **rettilinee** e, cosa ancora più importante, procedono in linea retta anche quando $V_D$ assume valori leggermente positivi (fino a 0,2 V), occupando così il III quadrante (per un transistor a canale positivo). Il FET si comporta dunque come un **resistore variabile controllato a tensione** (la tensione di controllo è $V_G$); le applicazioni sono numerose: moltiplica-

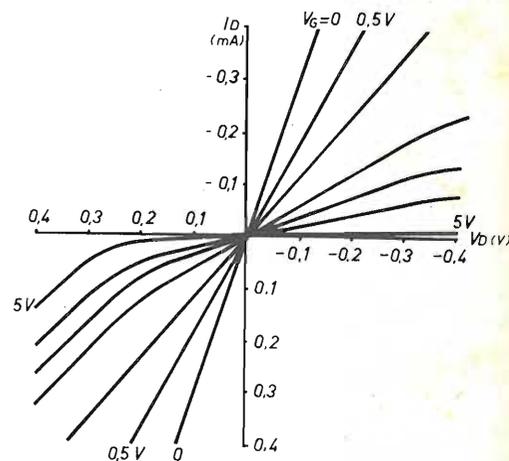



Fig. 6

zione analogica, modulazione, attenuazione, chopping.

Sempre dalla fig. 5 si può notare come le curve si pieghino bruscamente verso l'alto per valori discretamente alti di $V_D$ (intorno ai 30 V ciò è dovuto alla **rottura a valanga** della giunzione G-canale quando il campo elettrico nella zona di carica spaziale supera un certo limite; da notare che tale rottura avviene tra G e D e non tra D e S.

L'aumento di $I_D$ si spiega se si considera il circuito equivalente del FET per la c.c. (fig. 7): a causa del campo elettrico troppo intenso si provoca la rottura di D-1, con conseguente polarizzazione diretta di Dn: il risultato finale è che la $I_D$, potendo passare liberamente da D a S (il canale essendo praticamente cortocircuitato) raggiunge punte molto alte, che, se non limitate dal circuito esterno, distruggono l'intero dispositivo.

E' utile sapere che il « ginocchio » della curva, nel punto di rottura (ginocchio di breakdown) è un indice della bontà del FET: un ginocchio molto bru-

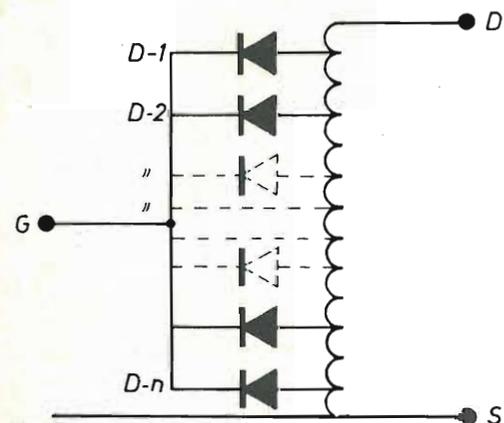



Fig. 7

sco infatti indica la perfetta efficienza del dispositivo; un ginocchio dolce e arrotondato, invece, è dovuto ad un non perfetto trattamento delle superfici di giunzione (vedi fig. 8).

Dal circuito di fig. 7 si può ricavare ancora la caratteristica di ingresso del FET, che, in definitiva, corrisponde a quella di una giunzione N-P al silicio polarizzata inversamente: ne segue che è possibile arrivare a impedenze di ingresso dell'ordine di $10^{10}$ o $10^{11}$ ohm, con correnti di ingresso ($I_G$) di pochi nA ($10^{-9}$ A) e di valore pressochè costante al variare della stessa tensione di ingresso ($V_G$) da 0 a 30 V.

### Circuito equivalente, parametri, caratteristiche

In fig. 9 è rappresentato il circuito equivalente del FET, valido fino a 15 MHz: fino a questa frequenza i vari parametri sono abbastanza indipendenti dalla frequenza stessa. E' da notare, e la stessa cosa vale per le curve caratteristiche, la somiglianza col circuito equivalente di un pentodo: ciò è dovuto alla notevole « somiglianza » tra le caratteristiche del FET e quelle di un tubo a vuoto, anche se il principio di funzionamento è assolutamente diverso.

Le resistenze $R_{GS}$ e $R_{GD}$ sono solitamente trascurabili, dato il loro valore elevato ($10^{10}$ ohm). Anche le tre capacità segnate sono trascurabili, finchè si usa il FET in

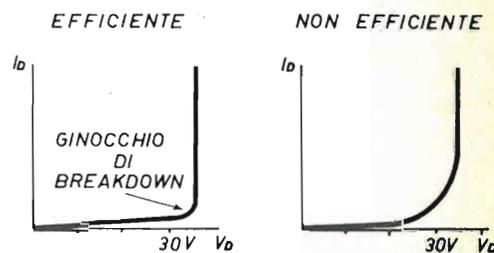



Fig. 8

B.F. (fino a 1 MHz): il loro valore tipico, infatti, è il seguente: $C_{GS}$ = 4pF; $C_{GD}$ = 2 pF; $C_{DS}$ = 1 pF. La capacità del G rispetto agli altri elettrodi è dovuta alla capacità propria della giunzione N-P polarizzata inversamente, e, come tale, è influenzata da $V_G$ (al crescere di $V_G$, $C_G$ diminuisce).

La trasconduttanza gm, come per i tubi a vuoto, è definito dalla:

$$gm = \Delta I_D / \Delta V_G \text{ (} V_D \text{ costante)}$$





ed è pressochè indipendente dalla frequenza fino a circa 20 MHz, per calare poi rapidamente a frequenze più alte (è possibile tuttavia l'amplificazione fino a 100 MHz).

La dipendenza di gm da $V_P$, $I_{DSS}$, $V_G$ è data nel seguente modo:

$$gm = gm_o (1 - V_G / V_P) \quad (2)$$

dove $gm_o$ indica il valore di gm per $V_G$ = 0.

A sua volta gm si ricava dalla relazione:

$$gm_o = 2 I_{DSS} / V_P \quad (3)$$

Mediante la (2) e (3) è possibile calcolare gm con una precisione del 15% una volta conosciuti $I_{DSS}$ e $V_P$ e stabilito il punto di lavoro $V_G$. I valori tipici di gm oscillano attualmente tra i 100 e i 20.000 micromhos, similmente ai normali valori di un pentodo.

Analogamente a quanto detto per gm, per calcolare $I_D$ si può usare la seguente:

$$I_D = I_{DSS} (1 - V_G / V_P)^2 \quad (2\text{-B})$$

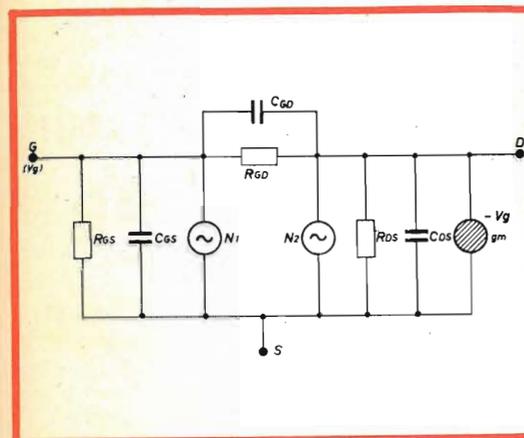



Fig. 9

**Rumore:** nei FET è eliminata la causa principale di rumore dei transistor a giunzione, cioè la ricombinazione elettrone-lacuna nella regione di base. Questo porta ad una riduzione del rumore di circa 3-4 dB, e ciò può essere espresso nella maniera seguente; figura tipica di rumore: FET = 0,5 — 3 dB; transistor = 3 — 6 dB, od anche, servendosi della resistenza equivalente di rumore:

transistor < 20 kohm < FET

Il rumore del FET è rappresentato nel circuito equivalente dalle due sorgenti $N_1$ e $N_2$ che rappresentano, rispettivamente, il rumore provocato dall' influenza del campo elettrico **molto** elevato nella regione di pinch-off sulla corrente di perdita G-canale, e l'effetto granulare della corrente che scorre nel canale.

Il rumore dovuto a $N_1$ è il più importante, e può essere eliminato solo operando nella regione di **non pinch-off**, ma ciò è accompagnato da un calo notevole del guadagno. La dipendenza del rumore della frequenza è inversamente proporzionale fino a circa 20 kHz; al di sopra di questa frequenza il rumore aumenta progressivamente, secondo il grafico di fig. 10. Da notare che tale livello di rumore è tipico del FET quando la sorgente abbia una impedenza dell'ordine del Mohm, e diminuisce (al di sopra dei 20 kHz) se si abbassa l'impedenza della sorgente; mentre col FET è ancora possibile abbassare l'impedenza della sorgente, pur rimanendo quest'ultima ancora abbastanza alta da non richiedere complicazioni circuitali, ciò non è possibile con un transistor convenzionale, poichè per esso la resistenza ottimale della sorgente si aggira su valori già molto bassi, cioè 10-20 kohm, ed è per questo che i circuiti impieganti transistori adottano disposizioni diverse da quelli che impiegano tubi a vuoto.

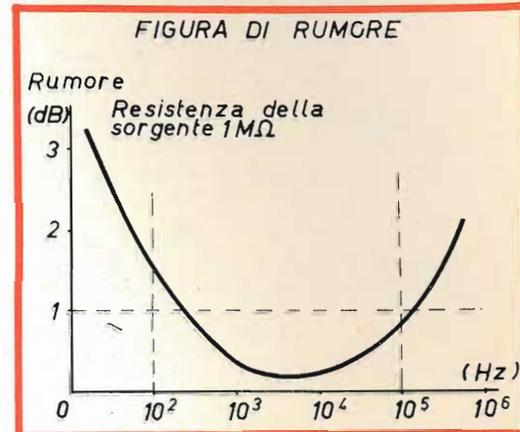



Fig. 10

Un altro pregio dei FET nei confronti di un transistor a giunzione è la sua elevatissima resistenza alle radiazioni (raggi x, gamma, particelle veloci). Le radiazioni energetiche, infatti, riducono il tempo di vita dei portatori minoritari, e questo, in un transistor a giunzione porta a una riduzione dell'amplificazione, prima, e alla distruzione del dispositivo, poi; poichè il funzionamento del FET è indipendente dai portatori minoritari, esso risulta ancora efficiente anche se sottoposto a campi radianti di intensità tale da distruggere i transistor convenzionali.

#### Dipendenza dei parametri dalle dimensioni geometriche del dispositivo:

Nella produzione di un dispositivo simile a quello della fig. 1c è logico che ci siano delle tolleranze nelle dimensioni L, W e T: osserviamo ora l' influenza di

queste tolleranze sui parametri più importanti: $V_P$ è una funzione lineare del quadrato dello spessore del canale (T), $gm_o$ dipende linearmente dallo spessore e dal rapporto larghezza/lunghezza, $I_{DSS}$ infine è funzione lineare del prodotto di $V_P$ e $gm_o$; sarà:

$$V_P = K' T^2 \quad (4)$$

$$gm_o = K'' T W/L \quad (5)$$

$$I_{DSS} = K''' T^3 W/L \quad (6)$$

In proporzione a L e W, la dimensione T è molto piccola; inoltre L e W vengono stabilite mediante la mascheratura della lastrina di germanio, mentre T dipende dalla precisione nell'eseguire **due** successive diffusioni con drogatura diversa: ne segue che la tolleranza su T sarà molto più larga di quella su L e W e per controllare che le caratteristiche di un dispositivo rientrino in certi limiti, sarà necessario e sufficiente controllare quel parametro che dipende maggiormente da T, e, contemporaneamente sia di rapida e facile misurazione; per questa ragione si suole selezionare i FET mediante $V_P$.

## Circuito applicativo

In fig. 11 è rappresentato un tipico circuito utilizzante il FET come amplificatore a Source comune (analogo al « catodo comune » per un tubo a vuoto), ed in esso appare il simbolo usato per indicare il FET (la freccia è rivolta verso l'esterno se il canale è P, all'interno se è N).

L' impedenza d' ingresso è data, praticamente, dal solo valore di $R_G$. Il guadagno, A, di un tale amplificatore risulta:

$$A_1 = (gm \cdot R_L \cdot R_{DS}) / (R_L + R_{DS}) \quad (7)$$

e poichè normalmente $R_L \ll R_{DS}$ la (7) si riduce nella (8):

$$A_1 = gm \cdot R_L \quad (8)$$

Se però si elimina il condensatore di bypass $C_S$, si ottiene:

$$A_2 = (gm \cdot R_L) / (1 + gm \cdot R_S) \quad (9)$$

e poichè normalmente $gm \cdot R_S \gg 1$, si ottiene la seguente:

$$A_2 = R_L / R_S \quad (10)$$

(per i normali calcoli pratici sono sufficienti le formule (8) e (10). Se $R_L$ = O si ottiene lo stadio a Drain comune (= ripetitore catodico), per cui è:

$$A_3 = (gm \cdot R_S) / (1 + gm \cdot R_S) \approx 1$$

Deriva termica e stabilizzazione: la variazione di $I_D$ con la temperatura è dovuta a due fattori: 1) ad un aumento di temperatura corrisponde una minore mobilità dei portatori maggioritari da cui deriva un coefficiente di temperatura (c.t.) negativo per $I_D$; 2) la estensione delle zone di carica spaziale decresce all' aumentare della temperatura; questo provoca un c.t. positivo di $I_D$. Perchè non ci sia deriva termica è sufficiente che i due fattori si annullino a vicenda.

Sviluppando l'equazione che ci permette di ottenere ciò si avrà:

$$V_P - V_{GS} = 0{,}63 \text{ V}$$

Questa equazione permette di ricavare il valore di $V_{GS}$ che darà deriva zero, quando sia conosciuta $V_P$. E' evidente che solo i FET con $V_P$ maggiore di 0,63 V permettono di ottenere la stabilità termica.

Sostituendo il valore di $V_{GS}$ trovato nelle equaz. (2) e (2-B) è possibile anche conoscere i valori di $I_D$ e gm nel punto di deriva zero: sostituendo si ottiene: $I_D = I_{DSS} \cdot (0{,}63 / V_P)^2$; $gm = gm_o (0{,}63 / V_P)$; tali equazioni mostrano che quando un FET è polarizzato in modo da avere deriva zero, i parametri $I_D$ e gm sono inversamente proporzionali a $V_P$, per cui dispositivi con bassa tensione di pinch-off sono preferibili nella maggior parte dei casi.

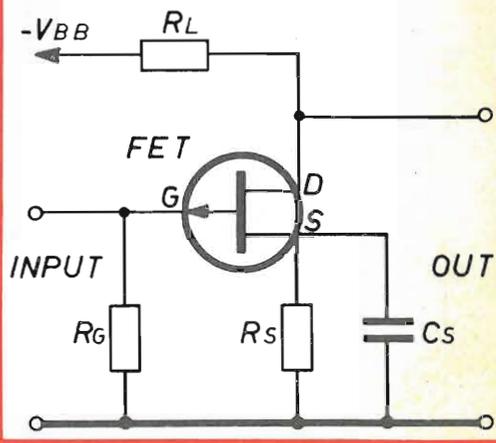



Fig. 11

## FET tetrodi e MOST

Il tetrodo - FET è fisicamente simile al triodo-FET convenzionale, salvo il fatto che (vedi fig. 1-b) i due strati N non sono collegati insieme, ma formano due elettrodi separati: GATE-1 e GATE-2. In confronto ad una valvola tetrodo i due gates si trovano piuttosto in parallelo, anzichè uno dietro l'altro: ne segue che uno dei due G non scherma l'altro rispetto al D (mentre in un tetrodo a vuoto la seconda griglia ha proprio lo scopo di schermare la prima), comunque dato le piccole capacità proprie ottenibili con le attuali tecniche ciò non ha molta importanza; si ha il vantaggio, d'altra parte, che non esiste alcuna interazione tra i due ingressi G-1 e G-2 che sono praticamente isolati fra loro ($10^{11}$ ohm); a seconda della co-

stituzione geometrica di G-1 e G-2 le loro rispettive trasconduttanze possono essere uguali o diverse, e così pure per $V_P$ e le capacità rispetto al D. Uno dei due gates può essere usato per polarizzare convenientemente il dispositivo, mentre all'altro viene applicato il segnale da amplificare che si troverà, di conseguenza, completamente isolato dal circuito di alimentazione; si possono pure usare entrambi i gates come ingressi per due segnali diversi, che verranno miscelati e prelevati sul D; gli usi sono evidenti: mixer, moltiplicatori, circuiti di controllo.

La caratteristica di altissima resistenza tra G e S, propria del FET viene ulteriormente esaltata nel MOST (metal-oxide-silicon transistor) in cui l'elettrodo di Gate risulta **effettivamente** isolato; rispetto agli altri; il valore di $R_{GS}$ arriva addirittura al livello proprio di tubi **elettrometrici**, cioè $10^{14}$, $10^{15}$ ohm!

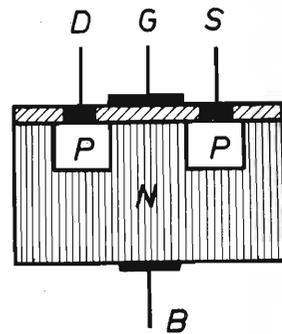
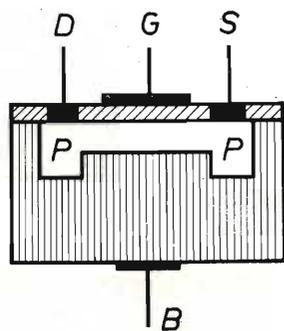



Fig. 12

In fig. 12 sono rappresentate le due possibili configurazioni di un MOST: in a) un MOST di tipo **depletion**, in b) di tipo **enhancement**.

Il tipo « depletion » è sostanzialmente simile al FET, ma l'elettrodo di controllo, GATE, risulta isolato dal canale da un **film** di ossido di silicio ($SiO_2$), che è un materiale altamente isolante; dato l'esiguo spessore del film (dell'ordine del micron) una tensione applicata al Gate produrrà un intenso campo elettrico nel canale, modificandone la conduttività, è interessante notare che per $V_G = 0$ nel MOST scorrerà già una certa corrente $I_D$ che, se $V_G$ assume valori positivi rispetto al S, verrà incrementata, mentre diminuirà se $V_G$ assume valori negativi.

Poichè il G è completamente isolato, infatti, ad esso possono essere applicate tensioni positive o negative senza tuttavia che scorra corrente tra G e canale, il vantaggio, rispetto al FET (a parte l'impedenza di ingresso), di questo componente è che il suo punto di lavoro ottimo è quello di $V_G = 0$, e di non richiedere quindi alcuna polarizzazione di ingresso, con notevole semplificazione circuitale, dato che non sono più necessarie reti per la stabilizzazione termica del punto di lavoro.



Il tipo « enhancement » (fig. 12-b) ha un comportamento alquanto diverso: si tratta in sostanza di due isole P diffuse in un substrato N, il tutto ricoperto dal solito strato sottile di biossido di silicio. Vengono evaporati poi due elettrodi in contatto con le due isole P (Drain e Source), mentre un terzo elettrodo, Gate, viene evaporato sullo strato di ossido tra S e D. Quando al G non viene applicata tensione, la conduzione tra S e D è impossibile, poichè il dispositivo è costituito in definitiva da due giunzioni opposte ed in serie; un potenziale negativo ($V_G$) tra G e S scaccia elettroni dal canale N immediatamente sotto lo strato di ossido, e richiama lacune. Se $V_G$ viene fatto ancora più negativo, il canale N tra le due isole P viene convertito nel tipo P, permettendo così alla corrente di scorrere dal S al D. La tensione di G per cui comincia a scorrere corrente si chiama « tensione di soglia » ($V_{GST}$); ulteriori incrementi di $V_G$ fanno estendere maggiormente in profondità il canale di tipo P con conseguente aumento di $I_D$. Di nuovo, nel Gate non scorre corrente a causa dello strato di $SiO_2$. Contrariamente al tipo « depletion », in questo è necessario polarizzare convenientemente l'ingresso perchè il dispositivo lavori regolarmente. In entrambi i tipi un quarto elettrodo (B) viene collegato al substrato di materiale N; tale elettrodo viene collegato a massa, o, più spesso, viene unito insieme a S, in ogni caso il suo potenziale dovrà essere uguale a quello di S, o più positivo.

Il circuito equivalente del MOST è analogo a quello del FET, ed è valido fino a 20 MHz. Le curve caratteristiche sono riportate in figura 13.

Poichè un MOST di tipo « enhancement » richiede una polarizzazione fissa, vediamo come ciò si possa ottenere automaticamente. Nella fig. 13-b la linea « t » rappresenta il luogo dei punti per cui $V_G = V_D$. In ogni punto di questa curva il D e il G possono essere connessi tra loro senza che scorra corrente, poichè entrambi si trovano allo stesso potenziale e inoltre il G è isolato dal circuito D-S dall'ossido di silicio (poichè non scorre corrente, non ha importanza il valore della resistenza con cui si collegano D e G). Se si traccia ora una retta di carico sulle curve (linea « z », corrispondente alla $R_L$ del circuito di fig. 14 l'intersezione di « t » con « z » sarà il punto di funzionamento e polarizzazione automatica. L'amplificazione di un tale stadio è data dalla formula (7). La resistenza di ingresso si ricava dalla relazione: $R_{in} = \frac{Rx}{A}$ (Rx = resistenza tra D e G; A = amplificazione). Poichè il valore di Rx può essere scelto alto fino a $10^{15}$ ohm, è evidente che si possono ottenere impedenze di ingresso eccezionali.

**Note**

Dato l'esiguo spessore dello strato d'ossido isolante del MOST, pochi volt applicati al gate producono campi elettrici intensi; con l'attuale tecnologia si è riusciti a far si che il sottilissimo strato isolante riuscisse a sopportare senza danno campi elettrici elevatissimi, fino a 2 milioni di volt per centimetro; nonostante questo, tensioni troppo alte (qualche decina di volt) applicate al gate possono distruggere istantaneamente il dispositivo. Da notare che tensioni di tale ordine vengono prodotte sin troppo facilmente direttamente sul gate, per induzione elettrostatica, o per strofinio, dato l'altissimo isolamento proprio del G e la sua piccolissima capacità. Durante il maneggiamento di un MOST si dovranno prendere tutte le misure perchè il G si trovi costantemente e sicuramente cortocircuitato agli altri elettrodi, e non ne venga separato che dopo essere stato collegato in circuito.

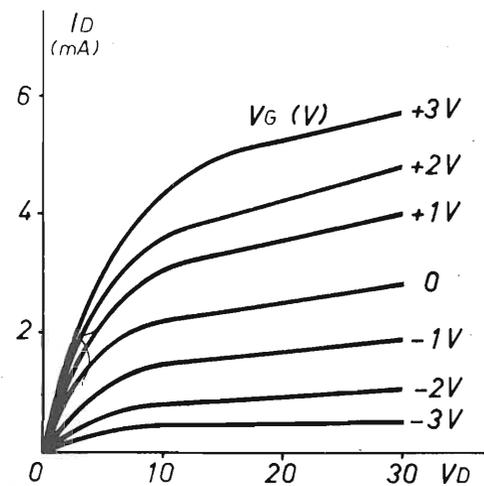
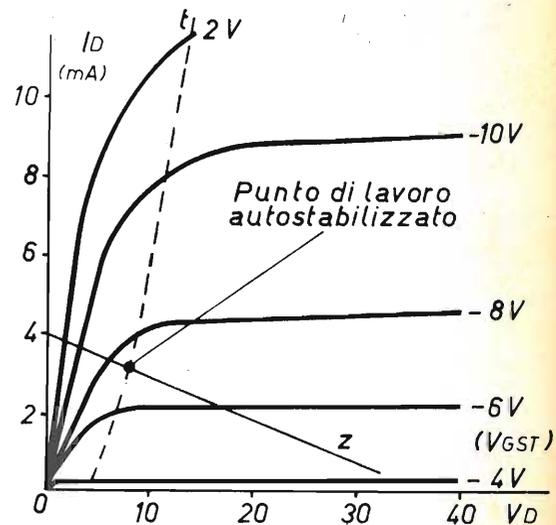



Fig. 13

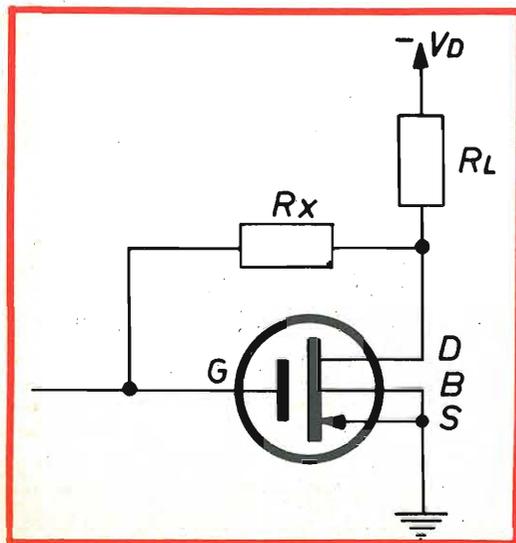



Fig. 14

Le applicazioni del MOST sono innumerevoli; amplificatori ad alto guadagno e minimo consumo (microwatt); misuratori di isolamento e di corrente (fino a 1 pico A fondo scala!); multivibratori con periodi di 15 minuti usando resistenze da $10^{12}$ ohm e condensatori da 5 pF; attenuatori e switch per alta frequenza (100 MHz) controllati a tensione; elettrometri, timer, ecc.

Come si è visto i FET e i MOST hanno raggiunto molte caratteristiche finora restate dominio esclusivo dei tubi a vuoto; in più portano con loro i pregi e le qualità dei transistor: dimensioni minime, basso consumo e produzione di calore, durata, semplicità circuitale. Non resta ormai che usarli, questi transistori eccezionali!

# OSCILLOSCOPIO mod. 460

**LA TECNICA MODERNA RICHIEDE
STRUMENTI DI QUALITÀ
PER IL VOSTRO LABORATORIO
SCEGLIETE "EICO„
SCHERMO DA 5"**

Ideale per servizio assistenza TV, bianco e nero e a colori, elettronica scientifica e industriale.

Banda passante estesa fino a 4 MHz per permettere osservazione di segnali a 3.58 MHz, caratteristici dei televisori a colori.

Riproduzione perfetta di onda quadra attraverso gli amplificatori di deflessione a corrente continua.

## *un nastro magnetico di qualità deve:*

- essere adatto per ogni tipo di "registratore", anche a quattro piste
- avere la superficie "levigata a specchio", che consenta una perfetta aderenza fra "nastro" e "testina" ed elimini altresì, l'inconveniente di una precoce usura della medesima
- avere un "supporto" estremamente duttile e nel contempo resistente e uno strato magnetizzabile di assoluta purezza; requisiti, che conferiscono al prodotto elevata stabilità e durata, ossia, la possibilità di ripetere e mantenere inalterate per molti anni, le proprie registrazioni
- eliminare lo sciupio di tempo e di denaro dovuti a scadenti risultati
- offrire illimitate prestazioni e possibilità d'impiego

*anche per queste ragioni scegliete il nastro magnetico* **BASF**

la BASF è la prima Casa nel Mondo che nel lontano 1934, iniziò su scala industriale la produzione del nastro magnetico.

BADISCHE ANILIN & SODA
FABRIK AG LUDWIGSHAFEN AM RHEIN

# AR/10 KENT

**RADIORICEVITORE portatile a transistor per OM. 6 transistor + 2 diodi. Telaio a circuito stampato. Altoparlante con magnete rinforzato ad alto rendimento acustico. Antenna in ferroxcube incorporata. Scala di sintonia demoltiplicata. Mobile custodia in pelle con frontale in plastica. Alimentazione con 6 pile a torcia da 1,5 V (I/726). Peso 700 grammi. Dimensioni 178 x 110 x 50.**